



**RICARDO MATOS  
ABREU**

**PROJECTO DE UM RECEPTOR DE MICROONDAS  
PARA USO EM SISTEMAS DSRC/RTTT**



**RICARDO MATOS  
ABREU**

**PROJECTO DE UM RECEPTOR DE MICROONDAS  
PARA USO EM SISTEMAS DSRC/RTTT**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e de Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. João Nuno Pimentel Matos, Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Este trabalho foi, em parte, desenvolvido no âmbito do projecto Viave realizado no Instituto de Telecomunicações – Pólo de Aveiro, e só foi possível graças ao apoio e suporte da Brisa, Auto-estradas de Portugal.

## **o júri**

presidente

**Prof. Dr. José Carlos Esteves Duarte Pedro**  
professor catedrático da Universidade de Aveiro

**Prof. Dr. Fernando Manuel Ascenso Fortes**  
professor adjunto do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

**Prof. Dr. João Nuno Pimentel Matos**  
professor associado da Universidade de Aveiro

## **agradecimentos**

A lista dos agradecimentos é extensa, e há sempre o risco de, por lapso, nos esquecermos de alguém que nela mereça figurar. É por essa razão, e ainda por uma página ser manifestamente insuficiente, que não fazemos aqui um rol de todos os nomes, mas apenas a menção de grupos alargados. Cada um saberá, decerto, em que papel se encaixa.

Aos meus familiares e amigos pelo seu suporte:

A todos os colegas de trabalho que de uma forma ou de outra contribuíram;

A quem tornou o trabalho possível,

Muito obrigado.

**palavras-chave**

Comunicações sem fios, DSRC, EFC, microondas, pagamento, RTTT, ITS

**resumo**

Os sistemas de pagamento automático de portagens rodoviárias são hoje uma tecnologia bem implementada e presentes no dia a dia de muitas pessoas. Através de uma pequena etiqueta electrónica colocada no automóvel é possível efectuar o pagamento devido pela utilização de uma infra-estrutura sem para tal ser necessário parar. Por seu turno, para que seja possível a comunicação com a etiqueta, é necessário um outro equipamento electrónico agregado à infra-estrutura. O receptor de comunicação deste último equipamento é o objecto do presente trabalho.

**keywords**

Communications, DSRC, EFC, microwaves, payment, road, RTTT, wireless, ITS

**abstract**

Nowadays, automatic fee collection systems for road tolls are a well-known technology, and these systems are present on the everyday routine of many people. With a small electronic tag mounted on-board the vehicle it is possible to automatically pay the amount due to the use of an infrastructure (such as a road, tunnel or bridge) without having to stop. On the other hand, to make communications with the tag possible, some other equipment is needed bounded to the infrastructure. The communications receiver of this last equipment is described on the present work.

# 1 Indices

## 1.1 Índice geral

<b>1</b>	<b>INDICES</b>	<b>7</b>
1.1	Índice geral	7
1.2	Índice de figuras	8
<b>2</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>11</b>
2.1	Enquadramento	11
2.2	Estado da arte	12
2.3	Descrição do trabalho	13
<b>3</b>	<b>NORMA FÍSICA EN12253</b>	<b>14</b>
3.1	Introdução	14
3.2	Definições	14
3.3	Canais de comunicação	15
3.4	Limites de potência e largura de banda	18
3.4.1	Downlink	18
3.4.2	Uplink	22
3.5	Polarização	22
3.6	Modulação e codificação	23
3.6.1	Downlink	23
3.6.2	Uplink	23
3.7	Preâmbulos	25
<b>4</b>	<b>ARQUITECTURA DO RECEPTOR</b>	<b>27</b>
4.1	Introdução	27
4.2	O princípio de funcionamento do receptor	28
4.3	Comportamento na presença do efeito Doppler	32

<b>5</b>	<b>REALIZAÇÃO PRÁTICA</b>	<b>35</b>
5.1	Link Budget	35
5.2	Amplificador de microondas	36
5.3	Andar de mistura	39
5.4	Secção de baixa frequência	42
5.5	Desmodulador	48
5.6	Análise (simulada) do efeito do ruído	51
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES</b>	<b>56</b>
	<b>ANEXO A – ACRÓNIMOS E ABREVIATURAS</b>	<b>57</b>
	<b>ANEXO B – BIBLIOGRAFIA</b>	<b>59</b>

## **1.2 Índice de figuras**

Figura 1 - Elementos de comunicação sem fios num sistema de EFC.....	11
Figura 2 – Localização do RSU .....	14
Figura 3 – Localização do OBU.....	15
Figura 4 - Comunicação em Downlink .....	15
Figura 5 - Comunicação em Uplink .....	16
Figura 6 – Parâmetros para a colocação física do OBU.....	16
Figura 7 - Portadoras de Downlink .....	17
Figura 8 - Sub-portadoras de Uplink.....	17
Figura 9 - Co-canal e canal adjacente .....	18
Figura 10 - Banda de comunicação .....	18
Figura 11 - PIRE máxima em Downlink.....	19
Figura 12 - Máscara da RSU dentro da banda (portadora não modulada).....	20



Figura 13 - Máscara da RSU dentro da banda (portadora modulada, classe A).....	20
Figura 14 - Máscara da RSU dentro da banda (portadora modulada, classe B).....	21
Figura 15 - Máscara da RSU dentro da banda (portadora modulada, classe C).....	21
Figura 16 - Largura de banda de recepção do OBU .....	21
Figura 17 - Máscara do OBU .....	22
Figura 18 - Limites de potência do OBU .....	22
Figura 19 - Polarização.....	23
Figura 20 - Modulação no Downlink .....	24
Figura 21 - Codificação no Downlink .....	24
Figura 22 - Diagrama de olho no Downlink.....	24
Figura 23 - Modulação e codificação no Uplink .....	25
Figura 24 - Diagrama de olho no Uplink.....	25
Figura 25 - Preâmbulo do Downlink .....	26
Figura 26 - Preâmbulo do Uplink.....	26
Figura 27 - Geração do sinal de uplink .....	27
Figura 28 - Andar de conversão de frequência do receptor.....	30
Figura 29 - Diagrama de fasores parcial.....	30
Figura 30 - Diagrama de fasores completo.....	31
Figura 31 - Arquitectura final do receptor.....	31
Figura 32 -Diagrama de blocos de um RSU .....	32
Figura 33 - Comunicação com o OBU em movimento .....	34
Figura 34- Diagrama de blocos da cadeia de amplificação de microondas.....	36
Figura 35- Esquema do andar de amplificação de microondas .....	37
Figura 36 – Exemplo de um dos filtros de linhas acopladas. ....	38

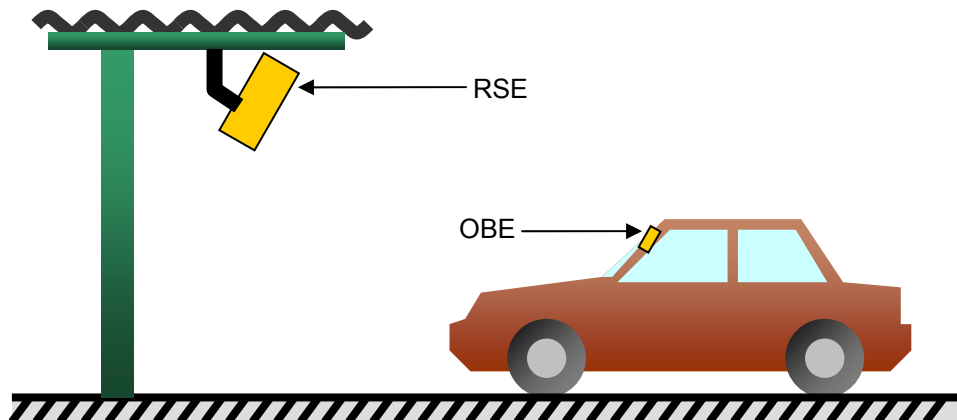
Figura 37 - Resposta da cadeia de amplificação de microondas (simulação).....	39
Figura 38 - Aspecto da PCB da cadeia de amplificação de microondas.....	39
Figura 39- Esquema do andar de mistura.....	40
Figura 40 - Detalhe do divisor de potência do tipo Wilkinson .....	41
Figura 41 - Aspecto da PCB do andar de mistura .....	41
Figura 42 - Revisão da arquitectura do receptor .....	42
Figura 43 - Exemplo de sinais de entrada $x_{m1}$ (traço largo) e $x_{m2}$ (traço fino).....	43
Figura 44 - Diagrama do filtro passa-tudo .....	44
Figura 45 - Sinal à entrada (traço fino) e à saída (traço grosso) do filtro passa-tudo .....	45
Figura 46 – Sinal $x_{out}$ .....	45
Figura 47 - Andar de filtragem passa-banda .....	46
Figura 48 - Sinal $x_{out}$ ruidoso (traço fino) e o mesmo após filtragem (traço largo) .....	47
Figura 49 - Comparação do sinal de banda-base com o sinal $x_{out}$ filtrado .....	47
Figura 50 - Sinal $x_{out}$ amplificado e sinal de banda-base.....	48
Figura 51 - Saída do comparador de fase .....	49
Figura 52 - Esquema do desmodulador.....	50
Figura 53 - Tratamento do sinal desmodulado.....	51
Figura 54 - Sinal ruidoso à entrada do receptor .....	52
Figura 55 - Sinal após filtragem.....	53
Figura 56 - Sinal amplificado e saturado .....	53
Figura 57 - Sinal à saída do desmodulador (comparação com o sinal de banda-base) .....	54
Figura 58 - Sinal desmodulado após primeira amplificação e filtragem.....	54
Figura 59 - Pulsos após amplificação final .....	55

## 2 Introdução

### 2.1 Enquadramento

Os sistemas electrónicos de cobrança de taxa (EFC – Electronic Fee Collection) de portagem rodoviária são hoje uma realidade bem conhecida. O seu sucesso deve-se à enorme conveniência que proporciona quer aos utilizadores de auto-estradas pagas (ou outras infraestruturas, tais como pontes ou túneis), quer aos operadores dessas vias. Na sua essência, os sistemas de EFC permitem efectuar o pagamento de taxas de portagem sem necessidade de parar, quer para o pagamento propriamente dito, quer para levantamento do talão de entrada na via paga (caso exista).

Do ponto de vista do utilizador, tais sistemas proporcionam um maior conforto de viagem, poupando tempo, combustível, e evitando filas de espera. Do ponto de vista do operador da via traduz-se em custos de exploração mais reduzidos, havendo necessidade de menos corredores em cada praça de portagem (já que uma via automatizada consegue acomodar mais tráfego que uma via manual) bem como redução de mão de obra na cobrança das taxas. Do ponto de vista ambiental temos igualmente vantagens devido à redução (ou mesmo inexistência) de filas de espera e diminuindo as desacelerações e acelerações dos veículos, melhorando assim o aproveitamento do combustível e diminuição das emissões poluentes.



**Figura 1 - Elementos de comunicação sem fios num sistema de EFC**

A operadora de auto-estradas portuguesa Brisa começou por realizar ensaios com sistemas semelhantes em 1991, avançando definitivamente com o sistema ViaVerde em Portugal desde 1995. No ano de 2007 estima-se um total de 2 milhões de identificadores ViaVerde a circular em Portugal.

É óbvio que, para permitir a identificação e posterior taxação dos veículos que entram e saem da via paga, algum tipo de comunicação sem fios tem que tomar lugar entre o veículo e a

infra-estrutura. Para tal existem dois tipos de terminais básicos: o equipamento de estrada (RSE<sup>1</sup> – Road Side Equipment) e o equipamento a bordo do veículo (OBE<sup>2</sup> – On-Board Equipment). Os nomes são bastante auto-explicativos: enquanto que o OBE é a unidade que se encontra dentro do veículo e o identifica perante a infra-estrutura de utilização paga, infra-estrutura essa a que pertence o RSE.

## **2.2 Estado da arte**

No espaço Europeu actualmente coexistem vários sistemas EFC, incompatíveis entre si. Em geral, cada país adoptou um sistema distinto. Acontece então que um dado OBU só pode ser utilizado no país em que foi atribuído, não permitindo o pagamento automático noutros países. Isto constitui, pois, um entrave à eficácia dos sistemas EFC.

Por forma a resolver o problema acima enunciado, a CEN (Comité Européen de Normalisation) criou um comité técnico de trabalho (TC278) encarregue de criar um grupo de normas, visando com essas normas a uniformização da tecnologia EFC no espaço europeu.

Dessas normas destacamos as seguintes:

- EN 12253 – Define as características ao nível físico a que devem obedecer os sinais DSRC na banda ISM de 5.8GHz;
- EN 12795 – Define as características e políticas de acesso ao meio de comunicação (MAC) e controlo lógico da ligação (LLC);
- EN 12834 – Define a camada de aplicação e respectivo interface para DSRC;
- EN 13372 – define os perfis para comunicações DSRC;
- EN ISO/ETSI 14906 – Interface de aplicação para cobrança automática de taxas de portagem;

É de realçar também que a Comunidade Europeia promove ao abrigo do 7º programa quadro (aberto no início de 2007) o desenvolvimento e implementação de tecnologia que facilite e acelere toda a cadeia logística para distribuição de bens, incluindo o tráfego rodoviário.

Outros serviços de DSRC/RTTT foram desenvolvidos e aplicados com sucesso utilizando esta tecnologia inicialmente pensada para pagamento automático de portagens. Como exemplos podem-se apontar o pagamento de combustíveis, pagamento de estacionamento ou controlo de acessos. Como seria de esperar, todos estes cenários estão de uma forma ou outra relacionadas com a utilização do automóvel.

Outras aplicações têm sido apontadas, embora não ainda implementadas, para utilização de DSRC com vista à segurança rodoviária, tais como sinalização a bordo do veículo ou transmissão e recepção de mensagens relacionadas com o controlo de tráfego ou segurança.

Tecnologias semelhantes existem noutros países, tal como o Japão ou a Coreia do Sul. É também conhecido que está a ser desenvolvido um novo protocolo da família IEEE 802.11

---

<sup>1</sup> O RSE é muitas vezes denominado também por RSU (Road Side Unit). Ambos os termos são usados indistintamente neste documento.

<sup>2</sup> O OBE é muitas vezes denominado também por OBU (On-Board Unit). Ambos os termos são usados indistintamente neste documento.

dedicado a este tipo de aplicações (802.11p). A abordagem destas outras tecnologias, no entanto, está fora do âmbito do presente trabalho.

## **2.3 Descrição do trabalho**

O presente trabalho resulta do projecto Viave, realizado no Instituto de Telecomunicações/Universidade de Aveiro com o financiamento do Grupo Brisa. O projecto Viave visa o projecto e construção de um RSE e de um OBE respeitando as novas normas da CEN, tendo o autor deste trabalho dedicado o seu tempo maioritariamente ao RSE.

No que à interface rádio diz respeito, o RSE possui um emissor e um receptor de microondas que operam a 5.8GHz (banda ISM). Como veremos, os dois estão fortemente relacionados, não podendo existir recepção sem funcionamento simultâneo do emissor. Na verdade, as relações entre estes são tão estreitas que a arquitectura do receptor resultou incomum, e é exactamente essa arquitectura que discutimos aqui.

Nos capítulos seguintes iremos abordar os seguintes tópicos:

- Discussão da norma EN12253;
- Discussão da arquitectura do receptor;
- Projecto e simulação dos circuitos do receptor;
- Conclusões.

## 3 Norma física EN12253

### 3.1 Introdução

A norma EN12253 [EN12253] elaborada pela CEN, saída em Julho de 2004, especifica a camada física para DSRC/RTTT (Dedicated Short Range Communications/Road Transport Traffic and Telematics) na banda ISM a 5.8 GHz.

São especificados no documento as frequências das portadoras e sub-portadoras a utilizar na comunicações rádio, tipos de modulação utilizados, tipo de codificação em banda-base, taxas de transmissão, limites de potência, quer de sinal, quer de interferência, entre muitos outros parâmetros respeitantes à transmissão efectiva de informação.

Faz-se notar que esta secção cobre da EN12253 os aspectos relevantes para o trabalho que se segue, não sendo uma revisão exaustiva de todo o conteúdo da norma.

### 3.2 Definições

As comunicações do tipo DSRC/RTTT são efectuadas sempre entre dois equipamentos electrónicos distintos: RSU (Road Side Unit) e OBU (On Board Unit). Como os nomes indicam claramente, o RSU é um equipamento montado nalgum ponto estratégico da estrada, enquanto que o OBU está montado a bordo de um veículo. No caso paradigmático das portagens, a localização do RSU e do OBU é como se indica nas Figura 2 e Figura 3

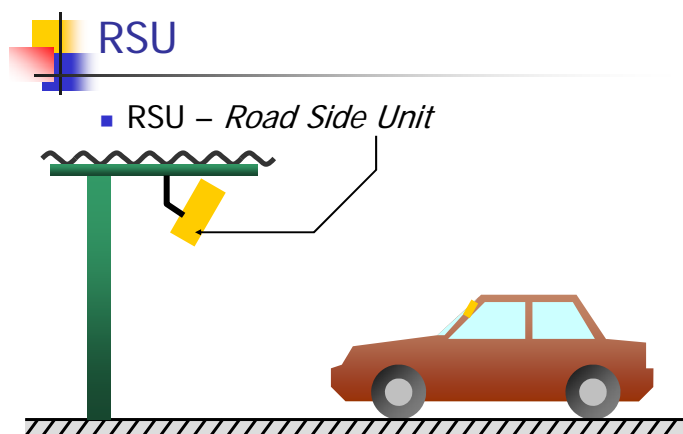


Figura 2 – Localização do RSU

As comunicações entre estes dois tipos de dispositivos ocorrem em ambos os sentidos, isto é, quer do RSU para o OBU, quer do OBU para o RSU. Ao primeiro caso chamamos Downlink (Figura 4) e ao segundo, Uplink (Figura 5). Comunicações em Downlink e Uplink não ocorrem simultaneamente, pelo que estamos na presença de um sistema *half-duplex*.

Embora não seja parte integrante da norma EN 12253, os fabricantes deste tipo de equipamentos têm recomendado [GSS] a colocação do OBU nos veículos ao centro do pára-brisas e a cerca de 1.5m do chão (a que corresponde *grossa modo* à margem superior do pára-brisas nos ligeiros e à margem inferior nos pesados). O OBU, quando montado no veículo, deverá

assegurar a comunicação com uma abertura a meia potência de pelo menos 25° na horizontal, e entre 35° e 80° relativamente à estrada (Figura 6).

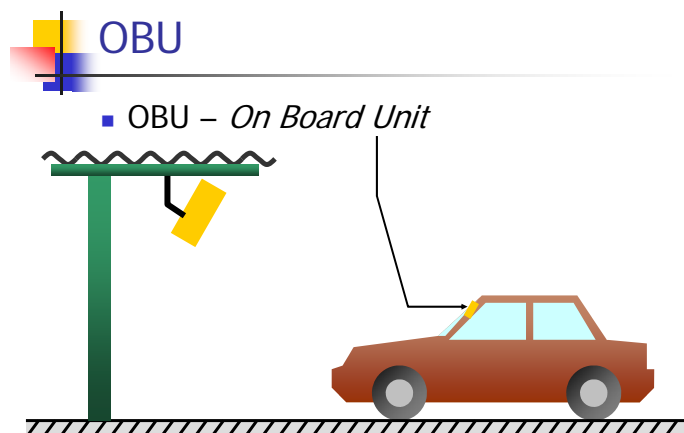


Figura 3 – Localização do OBU

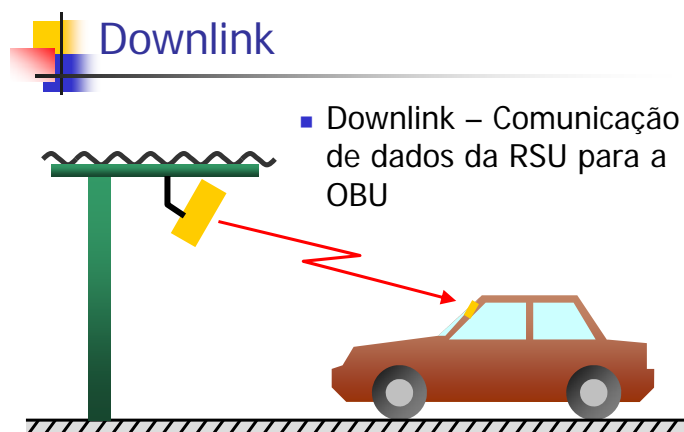
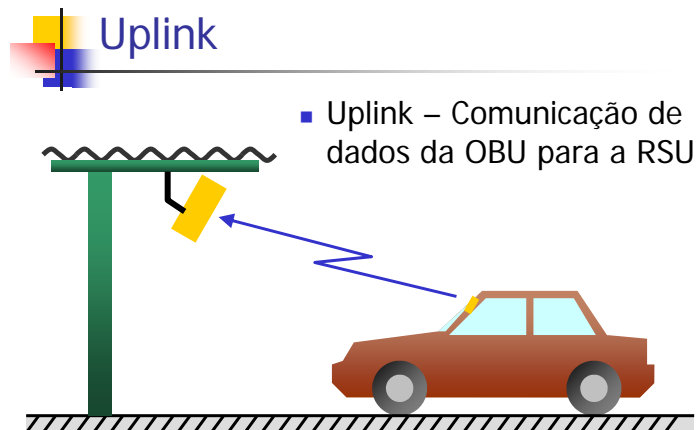


Figura 4 - Comunicação em Downlink

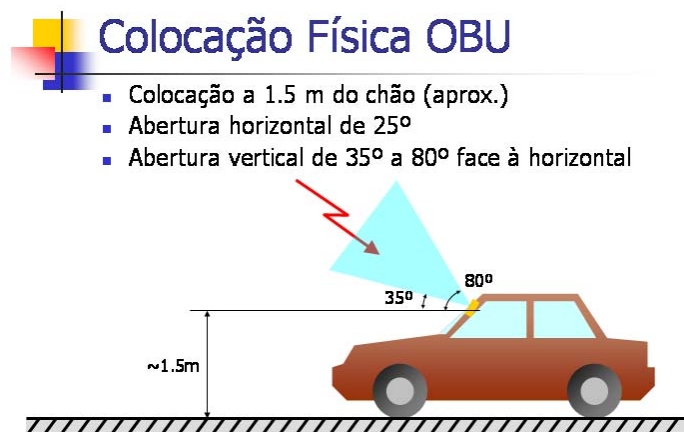
### 3.3 Canais de comunicação

Existem quatro frequências de portadoras possíveis para Downlink, cada uma delas "dominando" uma zona do espectro electromagnético (veja-se a Figura 7) e numerados segundo a seguinte convenção:

- Canal 1 de Downlink: 5.7975 GHz
- Canal 2 de Downlink: 5.8025 GHz
- Canal 3 de Downlink: 5.8075 GHz
- Canal 4 de Downlink: 5.8125 GHz



**Figura 5 - Comunicação em Uplink**



**Figura 6 – Parâmetros para a colocação física do OBU**

A portadora poderá ter um desvio máximo na frequência de 5 ppm (cerca de 29 kHz).

As duas portadoras de frequência mais baixa são ditadas pela norma física [EN 12253], enquanto que as duas de frequência superior são opcionais, dependendo, por exemplo, da legislação vigente em cada país.

No Downlink a informação é veiculada modulando directamente as portadoras referidas. As portadoras de Downlink são também usadas para Uplink. Neste caso, são moduladas com uma sub-portadora. Há duas frequências disponíveis para as sub-portadoras: 1.5 MHz ou 2.0 MHz.

O exemplo da Figura 8 representa a partilha do espectro electromagnético em torno das duas portadoras de frequência mais baixa. O OBU aproveita a portadora gerada pelo RSU (o qual mantém a portadora activa quer em Downlink quer em Uplink) para a remodular com uma sub-portadora gerada localmente. O RSU e o OBU "acordam" entre eles qual a frequência de sub-portadora a usar, 1.5MHz ou 2.0MHz. Acerca desta escolha existe o conceito de "perfil" de comunicação, explorado em [EN13372].



## Downlink - Portadoras

- 4 frequências permitidas (figura)
  - Tolerância: 5 ppm (aprox. 29 kHz)

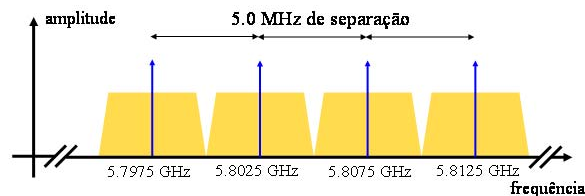


Figura 7 - Portadoras de Downlink

## Uplink – Sub-portadoras

- 2 subportadoras de *uplink* em torno de cada portadora de *downlink*
  - Sub-portadoras a 1.5 MHz e 2.0 MHz
  - Figura – Exemplo para as duas portadoras de frequência mais baixa

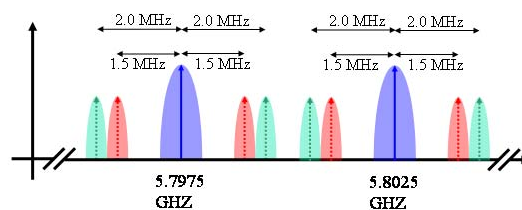


Figura 8 - Sub-portadoras de Uplink

Estando em uso um dado canal de Downlink e um dos seus canais de Uplink, os restantes canais de Uplink podem classificar-se da seguinte maneira:

- Co-canal: o outro canal (sub-portadora) de Uplink que pertence à mesma portadora;
- Canal adjacente: canal de Uplink pertencente a outra portadora.

Exemplo: atente-se na Figura 9. Suponhamos que está em curso uma comunicação entre um RSU e um OBU usando a portadora da zona a sombreado para Downlink. Dentro da área sombreada, as duas sub-portadoras de Uplink são co-canais uma da outra. As outras sub-portadoras de Uplink (fora da área sombreada) são canais adjacentes.

## Definições

- Co-canal
  - Canal de *uplink* referente ao canal de *downlink* em uso
- Canal adjacente
  - Canal de *uplink* não referente ao canal de *downlink* em uso

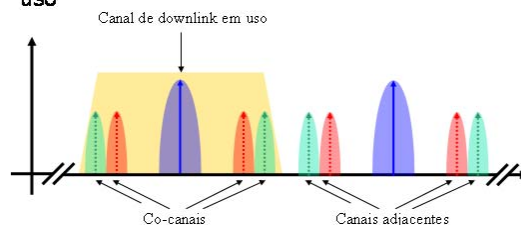


Figura 9 - Co-canal e canal adjacente

### 3.4 Limites de potência e largura de banda

#### 3.4.1 Downlink

A PIRE (potência isotrópica radiada equivalente) máxima do RSU é limitada espacialmente como se vê na Figura 11: abaixo do RSU e até 70° com a vertical, a PIRE não deverá ultrapassar +33dBm. Fora dessa zona, a PIRE está limitada a um máximo de +18dBm.

## Máscaras espectrais de transmissão do RSU

- Máximos
  - Potência dentro da banda: 33 dBm (2W)

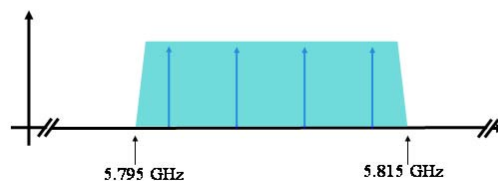
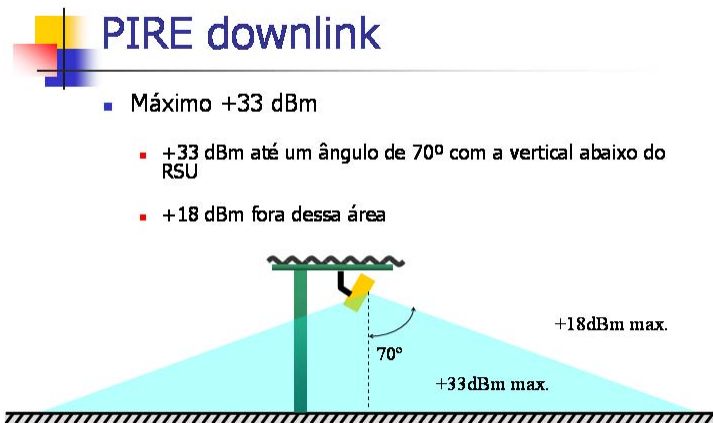


Figura 10 - Banda de comunicação

Além desta restrição geral quanto à PIRE, o RSU ainda deverá respeitar as seguintes máscaras espectrais:

- Emissões indesejadas (potências máximas permitidas, em espúrios e fora de banda, durante a transmissão de informação, i.e., com a portadora modulada.)
  - Aplicável a transmissão com modulação fora da banda de exclusão (12.5 MHz em torno da portadora em uso)
    - 47 a 74 MHz, 87.5 a 118 MHz, 174 a 230 MHz, 470 a 862 MHz: -54 dBm/100 kHz
    - 30 a 1 GHz -36 dBm/100 kHz
    - 1 a 26 GHz (fora da banda de exclusão): -30 dBm/ MHz



**Figura 11 - PIRE máxima em Downlink**

- Emissões indesejadas (potências máximas permitidas, em espúrios e fora de banda, durante a recepção de informação.)
  - Aplicável a emissão de espúrios durante a recepção fora da banda de exclusão (12.5 MHz em torno da portadora em uso)
    - 30 a 1 GHz: -57 dBm/100 kHz
    - 1 a 26 GHz (fora da banda de exclusão): -47 dBm/ MHz

Estão também definidos os valores máximos de interferência dentro da banda de comunicação. No caso de portadora não modulada os valores são os apresentados na Figura 12. Quanto à emissão de espúrios dentro da banda com portadora modulada, dividem-se os RSUs em três classes (A, B e C) que diferem quanto ao limite de interferência provocadas nas restantes frequências dentro da banda quando a portadora está modulada. O nível de interferência (e, portanto, a classe) afecta a reutilização espacial dos equipamentos, sendo a classe A a que autoriza maiores níveis de interferência e a classe C a que menos interferência causa. As figuras seguintes descrevem os níveis máximos permitidos para essas três classes.

Nota: é desaconselhado o emprego de RSUs de classe A em novas instalações.

## Máscaras espectrais de transmissão do RSU

### ■ Interferências – portadora não modulada

- Co-canal @ 1.5 MHz: -27 dBm / 500 kHz
- Co-canal @ 2.0 MHz: -27 dBm / 500 kHz
- Canais adjacentes: -47 dBm / 500 kHz

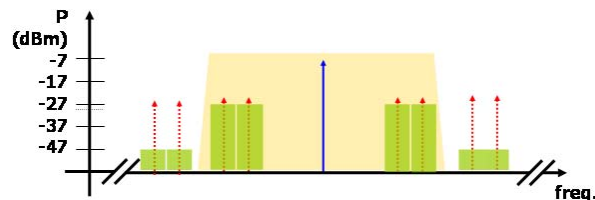


Figura 12 - Máscara da RSU dentro da banda (portadora não modulada)

## Máscaras espectrais de transmissão do RSU

### ■ Interferências – portadora modulada – Classe A

- Co-canal @ 1.5 MHz: -7 dBm / 500 kHz
- Co-canal @ 2.0 MHz: -27 dBm / 500 kHz
- Canais adjacentes: -30 dBm / 500 kHz

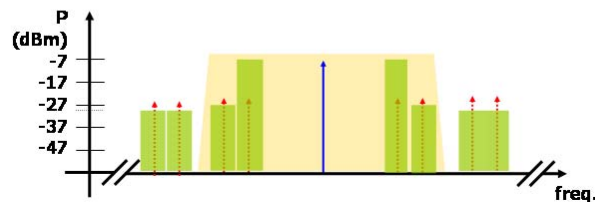


Figura 13 - Máscara da RSU dentro da banda (portadora modulada, classe A)

Vistos os constrangimentos impostos ao RSU, vamos agora ver as imposições ao OBU.

O OBU terá que aceitar e tolerar as interferências provocadas pelo RSU, e a sua faixa de recepção deverá ser pelo menos desde 5.795 GHz a 5.815 GHz, como mostra a Figura 16.

## Máscaras espectrais de transmissão do RSU

### ■ Interferências – portadora modulada – Classe B

- Co-canal @ 1.5 MHz: -17 dBm / 500 kHz
- Co-canal @ 2.0 MHz: -27 dBm / 500 kHz
- Canais adjacentes: -37 dBm / 500 kHz

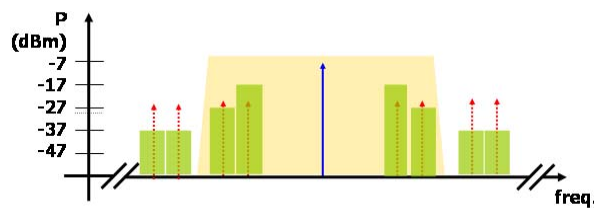


Figura 14 - Máscara da RSU dentro da banda (portadora modulada, classe B)

## Máscaras espectrais de transmissão do RSU

### ■ Interferências – portadora modulada – Classe C

- Co-canal @ 1.5 MHz: -27 dBm / 500 kHz
- Co-canal @ 2.0 MHz: -27 dBm / 500 kHz
- Canais adjacentes: -47 dBm / 500 kHz

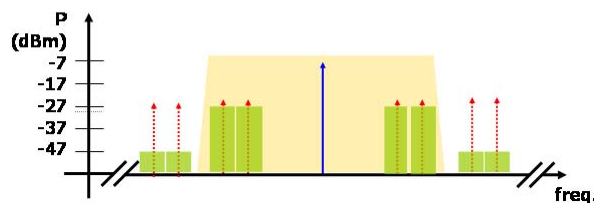


Figura 15 - Máscara da RSU dentro da banda (portadora modulada, classe C)

## Largura de banda de recepção do OBU

### ■ Pelo menos a banda alocada +/- 5 MHz

- 5.795 a 5.815 GHz

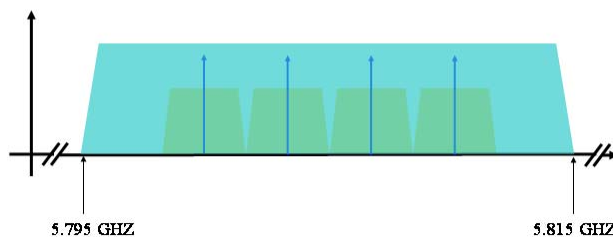


Figura 16 - Largura de banda de recepção do OBU

### 3.4.2 Uplink

O OBU também está sujeito a níveis máximos de potência emitida e de interferência causada. Aqui entra o conceito de perfil de comunicação [EN13372]. Estes são negociados nas camadas lógicas e, portanto, acordados entre OBU e RSU, saindo fora do âmbito do presente trabalho. A máscara de potência e os limites estão expressos nas Figura 17 e Figura 18.

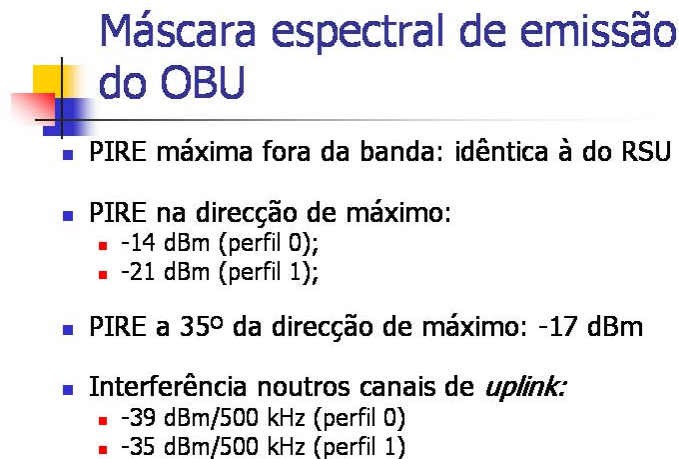


Figura 17 - Máscara do OBU

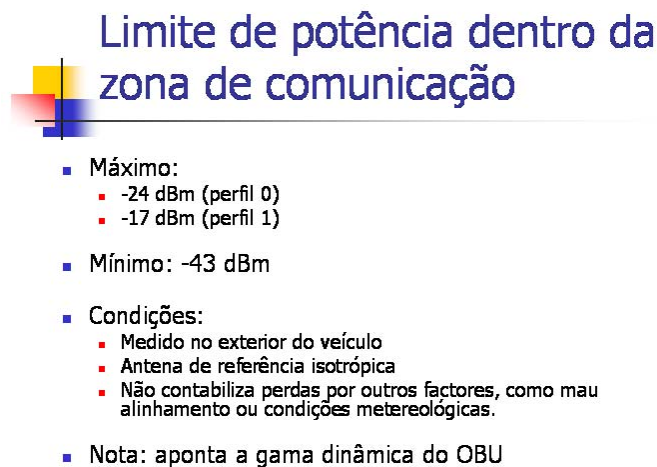


Figura 18 - Limites de potência do OBU

### 3.5 Polarização

A polarização das ondas electromagnéticas usadas na comunicação deverá ser circular esquerda, quer em Downlink, quer em Uplink. As antenas deverão rejeitar polarização circular direita com os níveis de atenuação especificados na Figura 19 nas direcções de máxima potência e de meia potência.



## Polarização

- Polarização circular esquerda
- Rejeição:
  - Direcção de máxima radiação:
    - RSU:  $\geq 15$  dB
    - OBU:  $\geq 10$  dB
  - Direcção a -3 dB
    - RSU:  $\geq 10$  dB
    - OBU:  $\geq 6$  dB

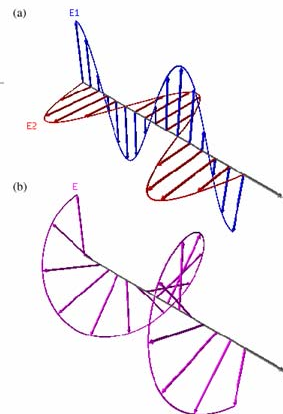


Figura 19 - Polarização

### 3.6 Modulação e codificação

#### 3.6.1 Downlink

A modulação do Downlink é feita em ASK com um índice de modulação entre 50% e 90%. O índice de modulação pode ser obtido por:

$$m = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}}$$

onde  $V_{\max}$  e  $V_{\min}$  são os valores máximo e mínimo de tensão da envolvente. A modulação em Downlink é exemplificada na Figura 20.

No Downlink é usada codificação do tipo FM0. O FM0 codifica o bit não pelo seu nível do sinal mas sim pelas transições entre níveis. No início de cada bit há sempre uma transição de nível. Se o nível se mantiver durante toda a duração do bit, então foi transmitido um "1". Se a meio do bit houve mais uma transição, então foi transmitido um "0" (veja-se a Figura 21).

A taxa de transmissão em Downlink está fixada em 500 kbit/s, com uma tolerância máxima de 100 ppm. A recuperação do sinal deverá conduzir a um diagrama de olho com uma abertura maior ou igual a 90% (em tempo) e maior ou igual a 85% (em amplitude) para uma taxa de erros de  $10^{-6}$  (Figura 22).

#### 3.6.2 Uplink

Quer a modulação, quer a codificação em Uplink são completamente diferentes daquilo que encontramos no Downlink. A informação no OBU é modulada numa sub-portadora, a qual depois modulará a portadora em torno dos 5.8GHz proveniente do RSU. A sub-portadora pode ter, como vimos, duas frequências distintas: 1.5 MHz ou 2.0 MHz. A taxa de transmissão é de 250kbps.

## Modulação no *Downlink*

- Modulação em amplitude (2 níveis)

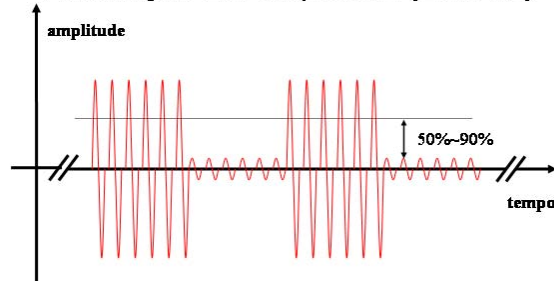


Figura 20 - Modulação no Downlink

## Taxa de transmissão e codificação do *Downlink*

- 500 kBit/s (tolerância 100ppm)
- Codificação FMO
  - Inversão no início de cada bit
  - "Zero" possui uma inversão extra a meio

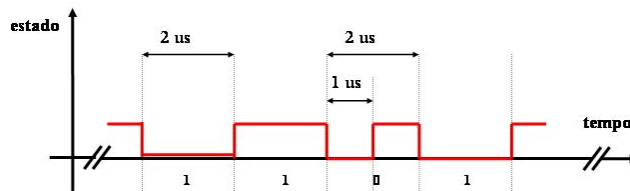


Figura 21 - Codificação no Downlink

## Diagrama de olho no *Downlink*

- $\geq 90\%$  (em tempo)
- $\geq 85\%$  (em amplitude)

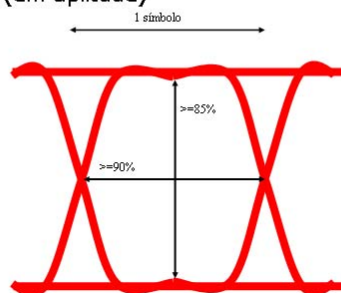


Figura 22 - Diagrama de olho no Downlink



A informação no Uplink é modulada em PSK e codificada em NRZI, que é também codificado à transição. Se no início de um dado período de bit houver uma mudança de  $180^\circ$  na fase da sub-portadora, então foi transmitido um "0". Na ausência de mudança de fase, foi transmitido um "1". Esta mudança de fase deve ter lugar aquando da passagem por zero da sub-portadora. A este propósito veja-se a Figura 23.

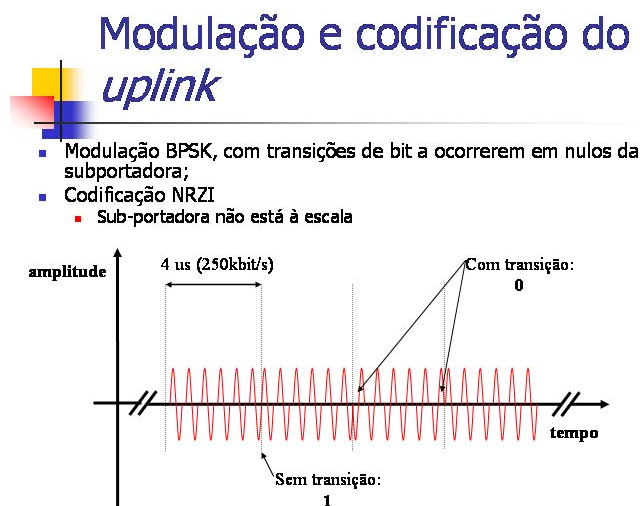


Figura 23 - Modulação e codificação no Uplink

A recuperação de informação no Uplink deverá ser tal que conduza a um diagrama de olho com as características estipuladas na Figura 24 para uma taxa de erros de  $10^{-6}$ .

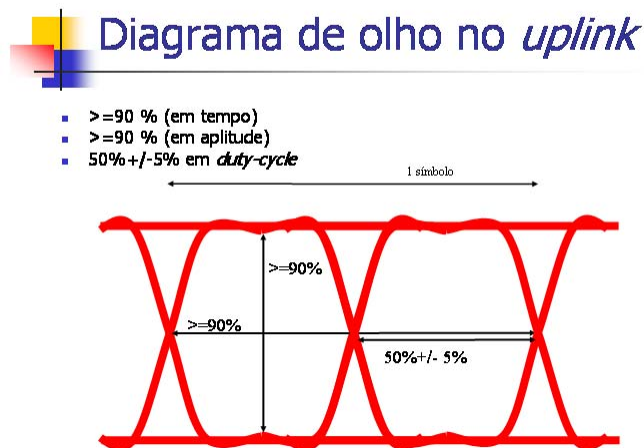


Figura 24 - Diagrama de olho no Uplink

### 3.7 Preâmbulos

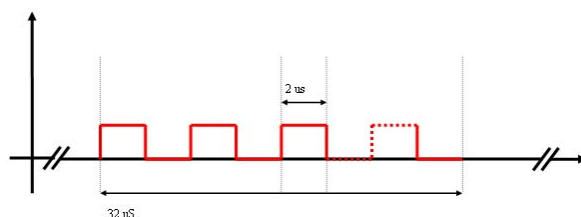
Cada trama de informação trocada entre RSU e OBU deverá ser obrigatoriamente antecedida de um preâmbulo. Os preâmbulos permitem que o equipamento receptor detecte a presença de uma nova mensagem, bem como se ajuste e sincronize sobre ela.

O preâmbulo de Downlink não é mais do que uma sequência alternada de estados lógicos altos e baixos usando a modulação e a taxa de transmissão já indicada durante 32

microssegundos (tolerância de 2 microssegundos)). Sabendo que estamos a usar codificação FM0, isto corresponde ao envio de 16 bit "1" (tolerância de 1 bit). Este preâmbulo encontra-se ilustrado na Figura 25.

## Preambulo do *Downlink*

- Obrigatório
- Comprimento 16 bit +/- 1
  - Dezasseeis bit "1" com a codificação FM0
- Duração de 32 us +/- 2 us

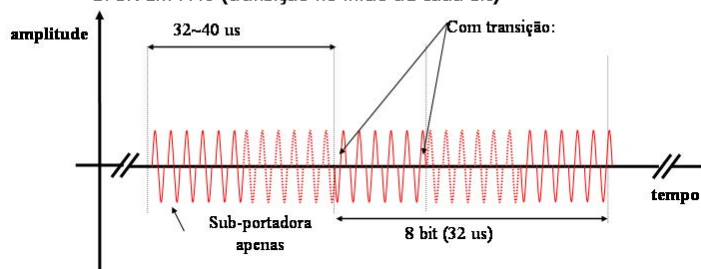


**Figura 25 - Preâmbulo do Downlink**

O preâmbulo do Uplink é bastante diferente e tem duas fases diferentes. A primeira fase consiste em 32 a 36 us de sub-portadora apenas. A segunda fase corresponde à transmissão de 8 símbolos "0" BPSK em FM0 (transição no início de cada bit, como já foi visto). A Figura 26 ilustra esta situação.

## Preambulo do *uplink*

- Obrigatório
- 32 a 36 us de subportadora apenas seguidos de 8 símbolos "0" BPSK em FM0 (transição no início de cada bit)



**Figura 26 - Preâmbulo do Uplink**

## 4 Arquitectura do receptor

### 4.1 Introdução

Vimos já que a comunicação usa uma portadora de 5.8GHz aproximadamente. Sabemos, no entanto, que por razões de simplicidade e redução de custo, o OBU não possui qualquer oscilador local a estas frequências. Na verdade, o OBU utiliza a portadora de Downlink gerada no RSU, a qual nunca é desligada.<sup>3</sup>

O sinal de banda-base gerado no OBU tem, como já foi anteriormente referido, uma taxa de 250kbit/s e modula uma sub-portadora (esta gerada localmente) de 1.5MHz ou 2.0MHz, usando modulação BPSK. As transições de fase ocorrem quando a sub-portadora passa por zero.

A conversão para a frequência mais elevada é feita pela mistura da sub-portadora modulada com a portadora de microondas proveniente do RSU.

É muito tentador, pelo descrito, usar um receptor homodino no RSU, usando o gerador de 5.8GHz como oscilador local para conversão de frequência. Obviamente sabemos que o oscilador local tem a mesma frequência que a portadora do sinal de entrada, mas a sua relação de fase é desconhecida. Se o OBU estiver em movimento, o que é o caso mais comum, há até um ligeiro desvio de frequência devido ao efeito Doppler. O receptor aqui descrito pretende lidar com estas situações sem problemas [Abreu].

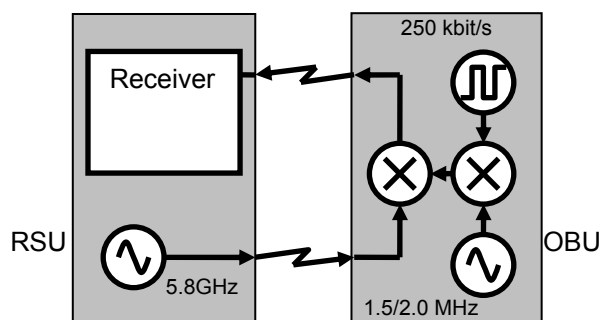


Figura 27 - Geração do sinal de uplink

Na generalidade encontram-se poucos trabalhos acerca de receptores homodinos. Uma boa parte deles referem-se à arquitectura Weaver [Weaver][Bateman] cujo objectivo é a eliminação da banda imagem em SSB. Obviamente, não é esse o nosso caso. Muitos dos receptores homodinos requerem que o sinal do oscilador local seja sincronizado em fase com o sinal de entrada, tal como em [Estabrook]. Mais uma vez, não é desejável empregar um segundo oscilador, logo a relação de fase com o oscilador da portadora é desconhecida e depende da distância entre RSU e OBU. Isto é conhecido como recepção incoerente [Schultes]. Os receptores homodinos gozam também de outras vantagens tal como descrito em [Schultes]: número reduzido de circuitos de alta-frequência, sem problemas de frequência imagem, fácil miniaturização e filtragem de banda-base simples.

<sup>3</sup> O único componente de microondas presente no OBU, além das antenas e linhas de transmissão, é um díodo Schottky usado como misturador [Almeida].

## 4.2 O princípio de funcionamento do receptor

Nos próximos parágrafos descreve-se o princípio de funcionamento do receptor. Para tal, não só a ideia é descrita como é apoiada por um conjunto de equações que nos permitem validar o conceito. Para tal, definem-se as seguintes grandezas físicas:

- $\omega_c$ : frequência angular da portadora de microondas;
- $\omega_{sc}$ : frequência angular da sub-portadora gerada no OBU;
- $d$ : distância entre RSU e OBU;

É assumido, como simplificação, que não há outros atrasos de sinal além do introduzido pela distância  $d$  ou pelos atrasos de fase explicitamente introduzidos. Ainda para facilidade de compreensão, são omitidos factores de amplitudes do sinal sempre que estes não sejam importantes para a compreensão da arquitectura do receptor.

Vejamos a Figura 27. A portadora gerada no RSU pode ser descrita por:

$$x_c = \cos(\omega_c t) \quad (1)$$

Esta portadora chega ao OBU com um certo atraso de fase introduzido por  $d$  tal como se segue:

$$x'_c = \cos\left(\omega_c t - \frac{\omega_c}{c} d\right) \quad (2)$$

A sub-portadora modulada em BPSK pode ser descrita pela seguinte equação:

$$x_{sc} = P \cos(\omega_{sc} t) \quad (3)$$

onde  $P$  representa o sinal de informação, que pode tomar os valores "+1" ou "-1", resultando num salto de 180° de cada vez que  $P$  é alterado.

O produto de  $x_{sc}$  com  $x'_c$  resulta em:

$$x_{obu} = P \cos(\omega_{sc} t) \cos\left(\omega_c t - \frac{\omega_c}{c} d\right) \quad (4a)$$

A expressão anterior também se pode escrever da seguinte forma:

$$x_{obu} = \frac{P}{2} \left\{ \cos\left(\left(\omega_c - \omega_{sc}\right)t - \frac{\omega_c}{c} d\right) + \cos\left(\left(\omega_c + \omega_{sc}\right)t - \frac{\omega_c}{c} d\right) \right\} \quad (4b)$$

Esta última é a expressão do sinal produzido pelo OBU, o qual é enviado para o RSU. Como  $\omega_{sc} \ll \omega_c$  podemos aproximar o atraso de ambas as componentes pelo atraso da portadora. Logo, o sinal à entrada do RSU pode ser escrito como:

$$x'_{obu} = \frac{P}{2} \left\{ \cos \left( (\omega_c - \omega_{sc})t - 2 \frac{\omega_c}{c} d \right) + \cos \left( (\omega_c + \omega_{sc})t - 2 \frac{\omega_c}{c} d \right) \right\} \quad (5)$$

Se este sinal é misturado com a portadora, após filtragem passa baixo e re-arranjando a expressão obtém-se:

$$x_{m1} = \frac{P}{2} \cos(2 \frac{\omega_c}{c} d) \cos(\omega_{sc} t) \quad (6a)$$

Olhando para a expressão anterior podemos decompô-la em vários factores:

- $P$  é o sinal de informação (-1 ou 1, o que efectivamente resulta em inversão de fase),
- $\cos(\omega_{sc})$  é a subportadora;
- $\cos(2\omega_{sc}d/c)$  é um factor de amplitude dependente da distância entre OBU e RSU.

Excluindo este último factor, facilmente concluímos que o sinal resultante é simplesmente a sub-portadora modulada. Por outro lado, é imediatamente óbvio que a amplitude do sinal é fortemente dependente da distância entre OBU e RSU devido ao factor  $\cos(2\omega_{sc}d/c)$ . Na verdade, a amplitude é nula sempre que o co-seno se anula. Para uma portadora de 5.8GHz, isto significa um nulo a cada 1.3cm aproximadamente. Relembramos aqui que os sinais de entrada e saída do RSU estão à mesma frequência mas que a fase é desconhecida.

Para contornar este problema adiciona-se uma segunda mistura, mas com o oscilador local atrasado 90° em fase. A estrutura do receptor pode-se observar na Figura 28. O sinal neste novo ramo é descrito por:

$$x_{m2} = \frac{P}{2} \cos(2 \frac{\omega_c}{c} d - \frac{\pi}{2}) \cos(\omega_{sc} t) \quad (6b)$$

A estrutura, para já, é a de um receptor I/Q. Repare-se que  $x_{m1}$  e  $x_{m2}$  são o mesmo sinal com amplitudes diferentes. Quando a amplitude é zero num ramo, é máxima no outro ramo.

Esta solução assegura que recebemos um sinal não nulo pelo menos num ramo do receptor. Representando  $x_{m1}$  e  $x_{m2}$  num diagrama de fasores chegamos a um resultado semelhante ao da Figura 29. Os dois fasores tanto podem estar em fase como em oposição de fase, dependendo do sinal dos factores  $\cos(2\omega_{sc}d/c)$  em  $x_{m1}$  e  $\cos(2\omega_{sc}d/c - \pi/2)$  em  $x_{m2}$ . Claro está, estes sinais estão dependentes da distância  $d$  (desconhecida) entre OBU e RSU. A amplitude relativa destes fasores é também dependente de  $d$ .

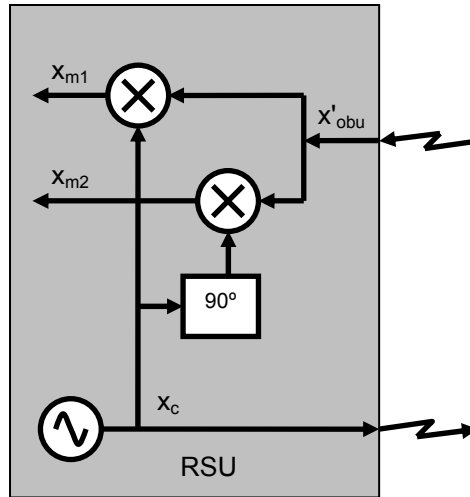


Figura 28 - Andar de conversão de frequência do receptor

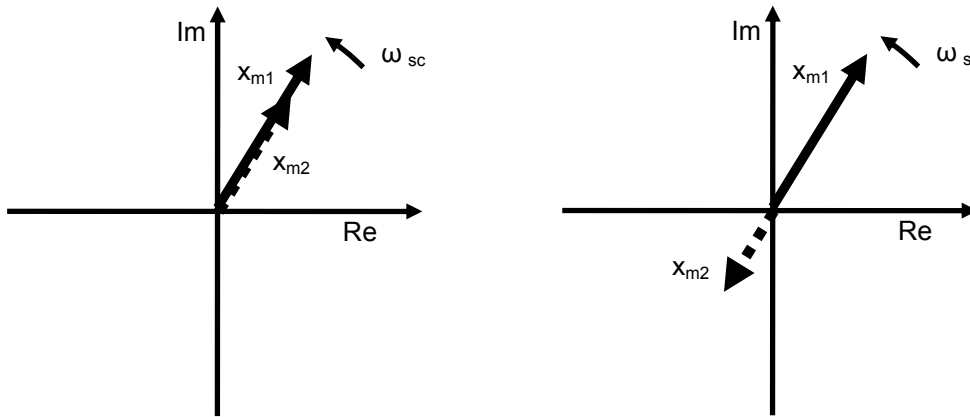


Figura 29 - Diagrama de fasores parcial

Uma segunda questão se levanta: como combinar estes sinais por forma a se poder extrair a informação? Sabendo que  $x_{m1}$  e  $x_{m2}$  tanto podem estar em fase como em oposição de fase então estes não podem ser simplesmente adicionados.

A solução é rodar (atrasar)  $90^\circ$  um dos ramos, já que a soma de dois vectores ortogonais é sempre diferente de zero desde que pelo menos um desses vectores seja não nulo. Esta condição está já assegurada como acima se viu. Os diagramas na Figura 30 partem dos diagramas da Figura 29 atrasando  $x_{m1}$  de  $90^\circ$  (resultando em  $x'_{m1}$ ).

$$x'_{m1} = \frac{P}{2} \cos(\omega_{sc}t - \frac{\pi}{2}) \cos(2\frac{\omega_c}{c}d) \quad (7)$$

Adicionando  $x'_{m1}$  com  $x_{m2}$  obtém-se  $x_{out}$ . Após algumas simplificações podemos escrever:

$$x_{out} = \frac{P}{2} \sin(\omega_{sc}t + 2\frac{\omega_c}{c}d) \quad (8)$$

A equação (8) mostra claramente que o sinal obtido é simplesmente a sub-portadora modulada em PSK com uma fase introduzida pela distância  $d$ . Ainda mais interessante,

desapareceu qualquer variação da amplitude devido a variações de  $d$ , o que não acontecia com  $x_{m1}$  e  $x_{m2}$  (obviamente, é de esperar que a amplitude aumente se  $d$  for consideravelmente reduzido, por aumento da potência recebida). Um sinal de envolvente constante foi alcançado já que a amplitude deste não depende nem do tempo nem de  $d$ .

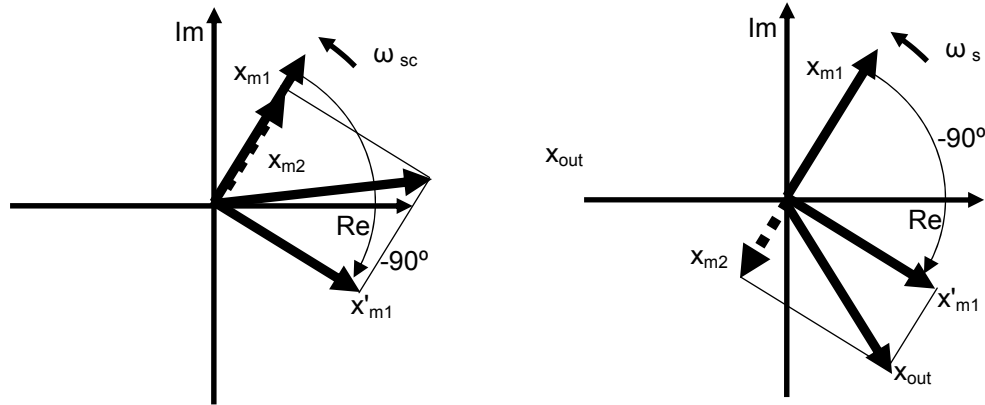


Figura 30 - Diagrama de fasores completo

Observando atentamente a Figura 31, esta arquitectura assemelha-se muito a um receptor Hartley [Hartley]. Se bem que a estrutura é indubitavelmente a mesma, o objectivo é bem diferente. Enquanto o Hartley é um receptor heterodino, aqui procurou-se um receptor homodino por forma a evitar, principalmente, um segundo oscilador. Mais, a estrutura de dois ramos do Hartley é pensada para cancelamento da frequência imagem, tal como na arquitectura Weaver [Weaver], enquanto o nosso receptor precisa dos dois ramos por forma a garantir a inexistência de nulos de sinal recebido para determinados valores da distância entre emissor e receptor. Mais ainda, a arquitectura Hartley destina-se à modulação SSB, enquanto que aqui se lida com PSK. Uma boa visão geral acerca de receptores com rejeição de imagem intrínseca, incluindo os receptores Hartley e Weaver, pode ser encontrado em [Pun].

Uma possível implementação para DSRC de acordo com a EN12253 está representada na Figura 32. Como é óbvio, os amplificadores são, preferencialmente, sintonizados: o *front-end* é sintonizada para 5.8GHz enquanto que o *back-end* (após conversão de frequência) está alinhado para 1.5 ou 2.0MHz, de acordo com a sub-portadora empregue. O atraso de fase de 90° a 5.8GHz pode ser obtido com um pedaço de linha com 1/4 de comprimento de onda (receptor discreto). Depois da conversão de frequência, a 1.5MHz ou 2.0MHz, o atraso de 90° é facilmente obtido com um filtro passa-tudo.

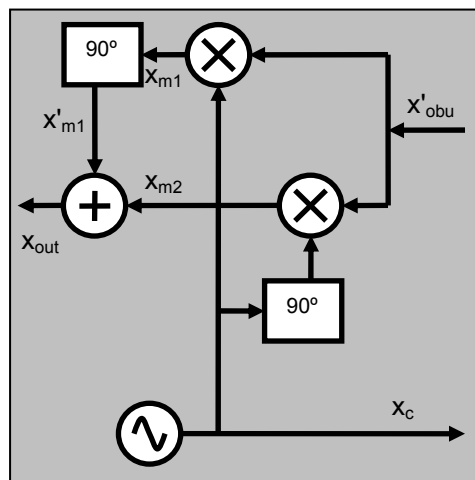


Figura 31 - Arquitectura final do receptor

### 4.3 Comportamento na presença do efeito Doppler

No caso de uma portagem, a situação mais vulgar é o OBU estar-se a mover em direcção ao RSU. Vejamos como lida o nosso receptor com o efeito Doppler.

Vejamos a Figura 33. Assume-se que a comunicação se inicia a uma distância  $d_0$  e que o OBU move-se em direcção ao RSU com uma velocidade de módulo  $v$ . Nestas condições, a equação (4a) é ligeiramente modificada como se vê em (9) para incluir estes novos parâmetros.

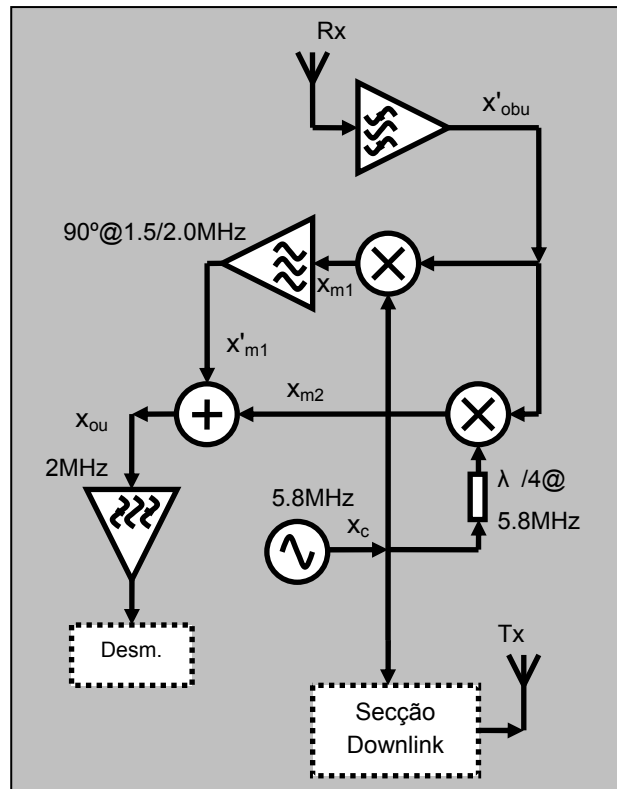


Figura 32 -Diagram de blocos de um RSU

$$\begin{aligned}
 x'_c &= \cos\left(\omega_c t - \frac{\omega_c}{c} d\right) = \\
 &= \cos\left[\omega_c t - \frac{\omega_c}{c} (d_0 - vt)\right] = \\
 &= \cos[\omega'_c t - \theta_0]
 \end{aligned} \tag{9}$$

onde

$$\omega'_c = \omega_c \left(1 + \frac{v}{c}\right)$$

$$\theta_0 = \frac{\omega_c}{c} d_0$$



Claramente, a frequência vista pelo OBU é ligeiramente superior (por um factor de  $1+v/c$ ) devido ao efeito Doppler. Multiplicando (9) com (3) resulta em:

$$x_{obu} = P \cos(\omega_{sc} t) \cos(\omega'_c t - \theta_0) \quad (10a)$$

ou

$$x_{obu} = \frac{P}{2} \{ \cos((\omega'_c - \omega_{sc})t - \theta_0) + \cos((\omega'_c + \omega_{sc})t - \theta_0) \} \quad (10b)$$

Mais uma vez, este sinal tem de retornar ao RSU. Como  $\omega_{sc} \ll \omega_c$  é possível aproximar o atraso de fase de ambas as frequências pelo atraso da portadora, o que resulta na duplicação de  $\theta_0$ :

$$x'_{obu} = \frac{P}{2} \{ \cos((\omega''_c - \omega_{sc})t - 2\theta_0) + \cos((\omega''_c + \omega_{sc})t - 2\theta_0) \} \quad (11)$$

where

$$\omega''_c = \omega_c \left(1 + \frac{2v}{c}\right)$$

Misturando este sinal com a portadora no RSU e retirando a componente de alta-frequência obtemos:

$$x_{m1} = \frac{P}{2} \cos(\omega_c \frac{2v}{c} t - 2\theta_0) \cos(\omega_{sc} t) \quad (12a)$$

No outro ramo, misturando com a portadora atrasada 90° vem:

$$x_{m2} = \frac{P}{2} \cos(\omega_c \frac{2v}{c} t - 2\theta_0 - \frac{\pi}{2}) \cos(\omega_{sc} t) \quad (12b)$$

É bastante óbvio que  $x_{m1}$  e  $x_{m2}$  são o mesmo sinal de informação modulado em PSK mas com uma envolvente variável no tempo devido ao efeito Doppler. A frequência da envolvente é dada por  $\omega_c 2v/c$ . Seguindo a arquitectura proposta,  $x_{m1}$  é atrasado 90 graus (resultando em  $x'_{m1}$ ) e adicionado a  $x_{m2}$ .

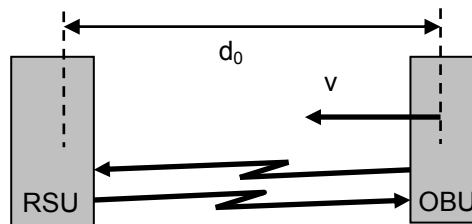
$$x'_{m1} = \frac{P}{2} \cos(\omega_c \frac{v}{c} t - 2\theta_0) \cos(\omega_{sc} t - \frac{\pi}{2}) \quad (13)$$

$$x'_{out} = \frac{P}{2} \sin \left[ (\omega_{sc} + \omega_c \frac{2v}{c}) t - 2\theta_0 \right] \quad (14)$$

Vários aspectos podem se analisados na expressão (14). Primeiro, resulta em (8) quando  $v$  é zero, o que era esperado. Segundo, a "modulação de amplitude" devido ao efeito Doppler

desapareceu sendo o sinal de saída de envelope constante (ao contrário de  $x_{m1}$  e  $x_{m2}$ ). Terceiro: o sinal PSK não tem a frequência angular  $\omega_{sc}$  gerada no OBU, mas sim uma frequência ligeiramente superior dada por  $\omega_{sc} + \omega_c 2v/c$ .

Um pequeno exemplo numérico: suponhamos que o OBU se move a 200km/h (a qual é uma velocidade demasiado elevada para se passar numa portagem), que a frequência da portadora é 5.8GHz e que a frequência da sub-portadora é 1.5MHz. O desvio de frequência devido ao efeito Doppler é  $5.8 \times 10^9 \times 2 \times 55/3 \times 10^8$ , i.e., 2.12kHz. Isto é bem menos do que 0.15% da frequência da sub-portadora, e qualquer desmodulador deverá ser capaz de lidar com tão pequeno desvio.



**Figura 33 - Comunicação com o OBU em movimento**

## 5 Realização prática

### 5.1 Link Budget

Em qualquer sistema de telecomunicações é necessário conhecer o balanço de potências por forma a garantir o seu funcionamento correcto. No presente caso, a estimativa destas potências condiciona o projecto do receptor, que é o nosso objectivo.

Como sabemos, em Uplink, a portadora principal é gerada no RSU, modulada no OBU e captada de novo pelo RSU. Assim, não é de espantar que o *link budget* apresentado considere duas vezes o percurso entre RSU e OBU.

Foi decidido, no âmbito do projecto Viave, que seria de interesse criar um receptor com um alcance de 10 metros. Ainda nesse projecto, a cadeia de Downlink foi projectada e construída, sendo a PIRE da portadora de +33dBm.

Podemos então construir o seguinte balanço

	Ganho (dB)	Balanço (dBm)
PIRE (transmissão) do RSU (1)		+33
Perdas em espaço livre (10 metros) (2)	-68	-35
Atenuação pára-brisas + condições meteorológicas (3)	-3	-38
Ganho Antena OBU (4)	+7	-31
Offset antena OBU (3)	-2	-33
Perdas no modulador do OBU (5)	-10	-43
Ganho Antena OBU (4)	+7	-36
Offset antena OBU (3)	-2	-38
Atenuação pára-brisas + condições meteorológicas (3)	-3	-41
Perdas em espaço livre (10 metros) (2)	-68	-109
Ganho da antena do receptor (6)	+16	<b>-93</b>

Notas:

- (1) Valor máximo imposto pela norma [EN12253]
- (2) Pela fórmula de propagação de Friis [Ribeiro]
- (3) Valores empíricos considerados pelo construtor de equipamentos de DSRT/RTTT Q-free (ex-MicroDesign AG), no documento [MicroDesign]
- (4) Ganho aproximado de uma antena tipo *patch* simples obtido por simulação.
- (5) Perdas típicas de um modulador não equilibrado de díodo simples.

- (6) Ganho mínimo de um conjunto de antenas projectadas para esta aplicação, tendo em conta a área de comunicação desejada<sup>4</sup>.

Temos, portanto um pior caso de -93dBm de sinal à entrada do receptor (imediatamente após a antena). Considerando um melhor caso com RSE e OBE separados apenas por um metro, resultaria numa melhoria de 40dB, ou seja, -53dBm à entrada do emissor. Resulta também uma gama dinâmica de 40dB para o receptor.

## 5.2 Amplificador de microondas

Sabemos que o sinal de *Uplink* é gerado no OBU por mistura de um sinal com a portadora (5.8 GHz) que é permanentemente emitida pelo RSU. Como vimos anteriormente na arquitectura do receptor, o sinal de entrada passa por um andar de mistura. Sendo o misturador um componente muito ruidoso, colocou-se uma cadeia de amplificação de microondas para garantir um bom factor de ruído. Usou-se, para tal, uma cascata constituída por um amplificador de baixo ruído (um LNA, *Low Noise Amplifier*) seguido de dois amplificadores "convencionais"

Lista de material empregue:

Tipo	Referência no esquema	Ganho (dB/linear)	NF (dB/linear)
LNA	A1	13/20	2.6/1.82
Amplificador	A2	11.2/13.2	4/2.5
Amplificador	A2	11.2/13.2	4/2.5
Misturador*	(não representado)	-8/0.16	8/6.3

Os misturadores, evidentemente, não fazem parte da cadeia de amplificação, mas são aqui incluídos por uma questão de cálculo do impacto do factor de ruído na cadeia. Como pode facilmente ser constatado, o misturador não só é o componente com maior factor de ruído como aquele que introduz perdas. O factor de amplificação usado foi calculado por forma a tornar irrelevante o ruído introduzido pelos misturadores.

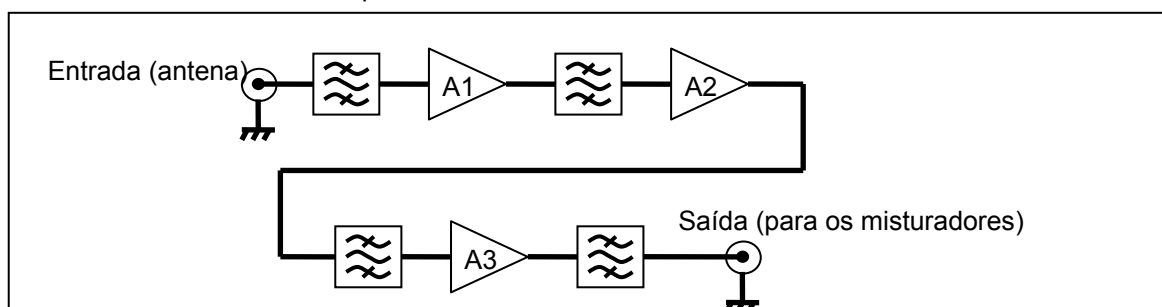


Figura 34- Diagrama de blocos da cadeia de amplificação de microondas

<sup>4</sup> Como o autor não projectou ele mesmo estas antenas, não se fará mais referência a elas. Fica, no entanto, o agradecimento ao Eng. Luís Aquino Domingos pela concepção das antenas.

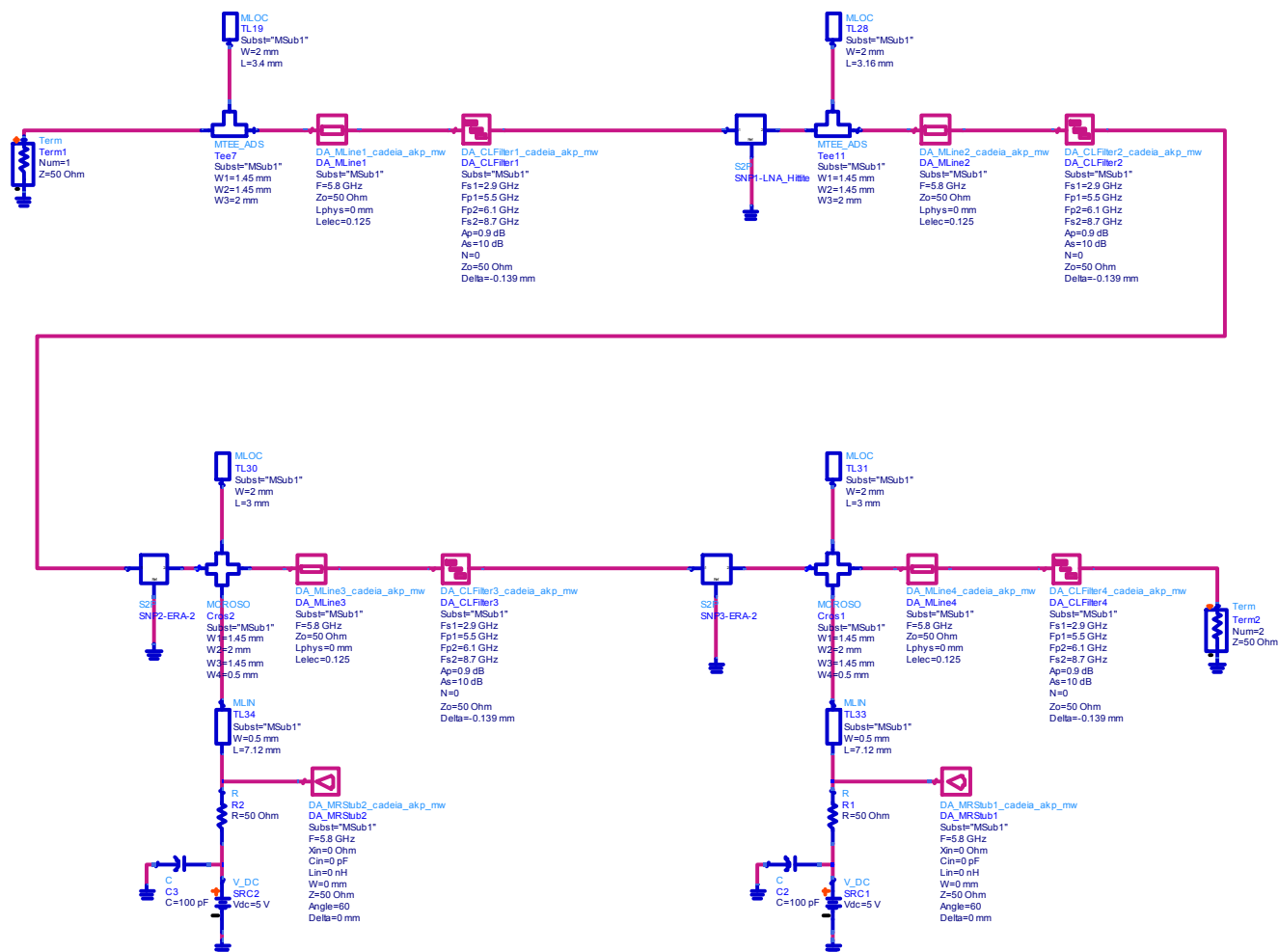
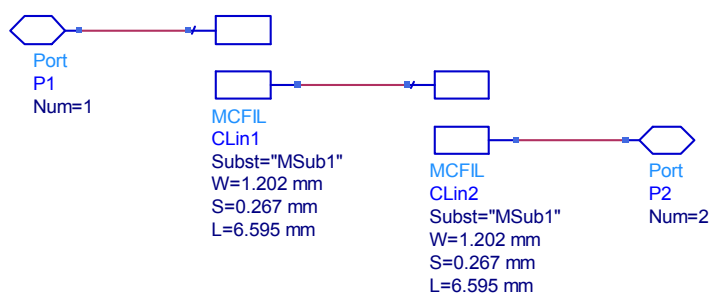


Figura 35- Esquema do andar de amplificação de microondas

De seguida apresentam-se os cálculos de ganho e factor de ruído da cadeia acima segundo a fórmula de Friis [Ribeiro]. Nos cálculos considerou-se também um divisor de potência (assumido ideal) já que, como se observa na Figura 32, há necessidade de usar um para dividir o sinal amplificado utilizado por dois misturadores distintos. Mais uma vez, incluiu-se o misturador na cadeia de modo a averiguar do impacto deste no desempenho final.

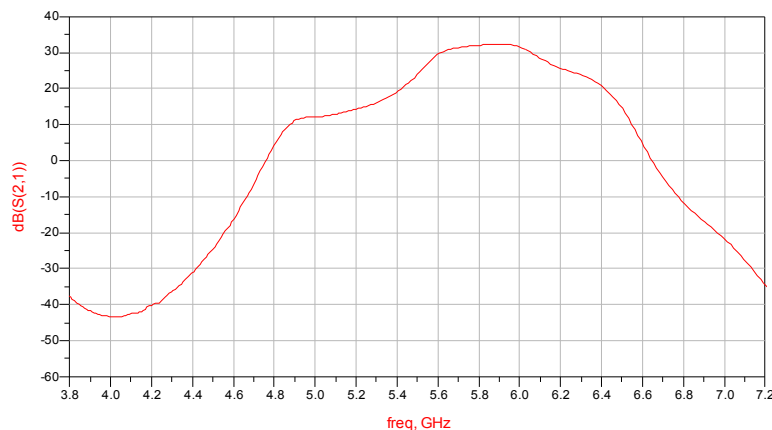
Componente	NF componente (dB/linear)	Ganho componente (dB/linear)	NF acumulado (dB/linear)	Ganho acumulado (dB/linear)
A1	2.6/1.82	13/20	2.6/1.82	13/20
A2	4/2.5	11.2/13.2	2.8/1.90	24.2/264
A3	4/2.5	11.2/13.2	2.8/1.91	35.4/3.48x10 <sup>3</sup>
Divisor de potência	0/1	-3/0.5	2.8/1.91	32/1.74x10 <sup>3</sup>
Misturador	8/6.3	-8/0.16	2.8/1.91	24.4/279

O esquema final do amplificador de microondas está representado na Figura 35. Além dos amplificadores de microondas propriamente ditos, temos os componentes e linhas de  $\frac{1}{4}$  de comprimento de onda para polarização, e ainda filtros de banda (*microstrip*) projectados para 5.8GHz. De notar também a presença de *stubs* de cerca de 3mm de comprimento que bloqueiam sub-harmónicos da frequência portadora. Os filtros são também úteis no bloqueio de DC, especialmente nos amplificadores que não possuem internamente condensadores para desacoplamento DC. Por razões de disponibilidade, e embora não seja o material mais adequado, o circuito foi realizado em substrato tipo FR4 de 0.8 mm de espessura<sup>5</sup>.



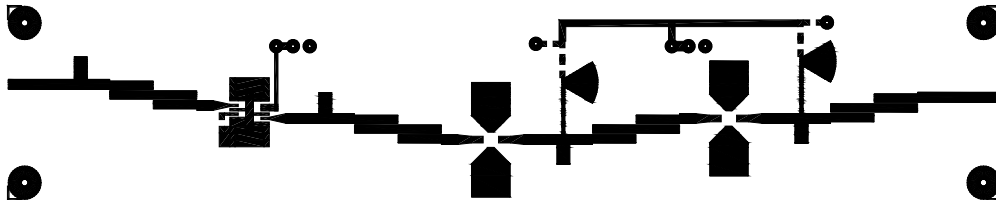
**Figura 36 – Exemplo de um dos filtros de linhas acopladas.**

<sup>5</sup> Por falta de informação adequada por parte do fabricante, nomeadamente da constante dielétrica do substrato, os filtros saíram sintonizados para uma frequência superior ao que seria desejável, rejeitando significativamente a banda de sinal útil. Como tal, foi necessário "arrancar" os filtros e curto-circuitar os seus portos. A filtragem, portanto, ficou essencialmente entregue ao LNA cuja banda de passagem é a mais estreita de entre os amplificadores. Resultou daí também a necessidade de incluir condensadores cerâmicos de 10pF para bloqueio de DC no protótipo construído.



**Figura 37 - Resposta da cadeia de amplificação de microondas (simulação)**

Na Figura 37 pode ver-se a resposta simulada<sup>6</sup> do desempenho de toda a cadeia de amplificação de microondas (amplificadores e filtros e stubs). O ganho total na banda de interesse não é de 35dB mas de 32dB devido a ligeiras perdas por desadaptação. O comportamento do circuito na prática, para a banda de interesse, apresentou os 32 dB de ganho obtidos em simulação. Na Figura 38 temos o aspecto da face superior da placa de circuito impresso do circuito resultante (não está à escala). A outra face é, evidentemente, um plano de massa.

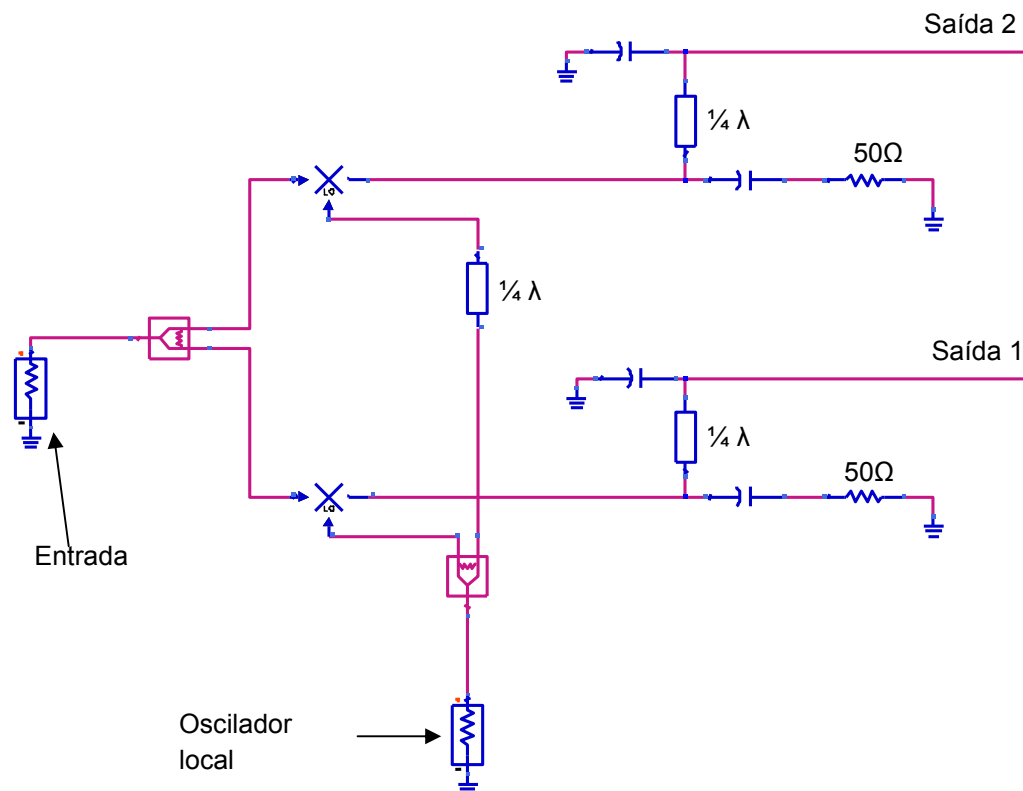


**Figura 38 - Aspecto da PCB da cadeia de amplificação de microondas**

### **5.3 Andar de mistura**

Depois do andar de amplificação de microondas, virá o andar de mistura. Como anteriormente, o receptor é do tipo homodino e conterà dois misturadores. Estes misturadores recebem ambos o sinal de entrada (microondas) e o oscilador local é o mesmo, embora um deles tenha um atraso de 90° face ao outro.

<sup>6</sup> Como ferramenta para a realização do presente trabalho, foi extensivamente utilizado o *software* de simulação Advanced Design System(ADS) 2005A, da empresa Agilent Technologies.



**Figura 39- Esquema do andar de mistura**

Na Figura 39 podemos observar o diagrama geral do andar de mistura. Os valores dos componentes não estão indicados, mas todos os condensadores são de 10pF, as resistências de 50 ohm e os troços de linha de  $\frac{1}{4}$  de comprimento de onda. O sinal de entrada e o sinal de oscilador local são divididos em dois ramos por meio de divisores de potência do tipo Wilkinson [Wilkinson] (podem-se observar as dimensões deste na Figura 40). Um dos ramos do oscilador local é atrasado  $90^\circ$  face ao outro, através duma diferença no comprimento das linhas de  $\frac{1}{4}$  de comprimento de onda.

À saída de cada misturador teremos, portanto, um sinal de frequência 11.6GHz (aproximadamente) e outro quase em DC. O primeiro é absorvido através de uma resistência de 50 ohm através de um condensador de 10pF (praticamente um curto-circuito a esta frequência, e praticamente um circuito aberto a baixas frequências). Nas saídas propriamente ditas existe mais um condensador à massa que é um curto-circuito para microondas. Este condensador está ligado ao misturador através de uma linha de  $\frac{1}{4}$  de comprimento de onda, formando o conjunto o equivalente a um circuito aberto para microondas do ponto de vista do misturador.

As duas saídas darão depois entrada no andar de amplificação de baixa frequência.



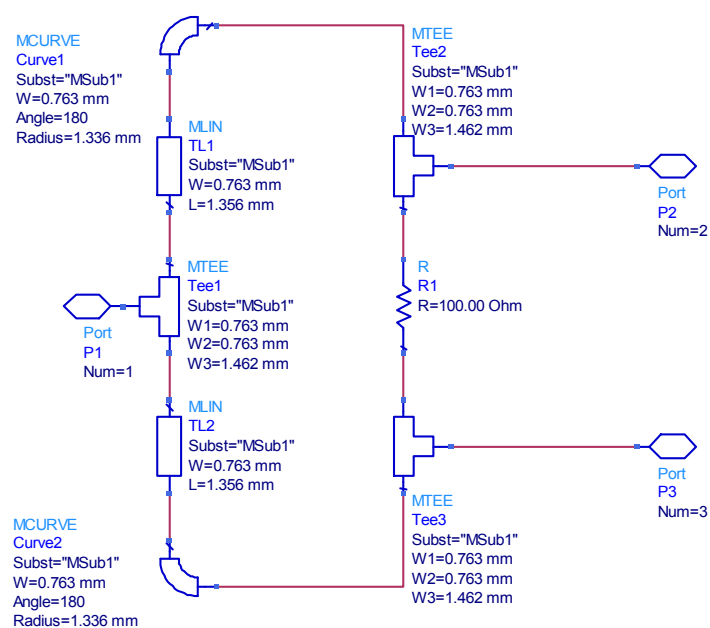


Figura 40 - Detalhe do divisor de potência do tipo Wilkinson

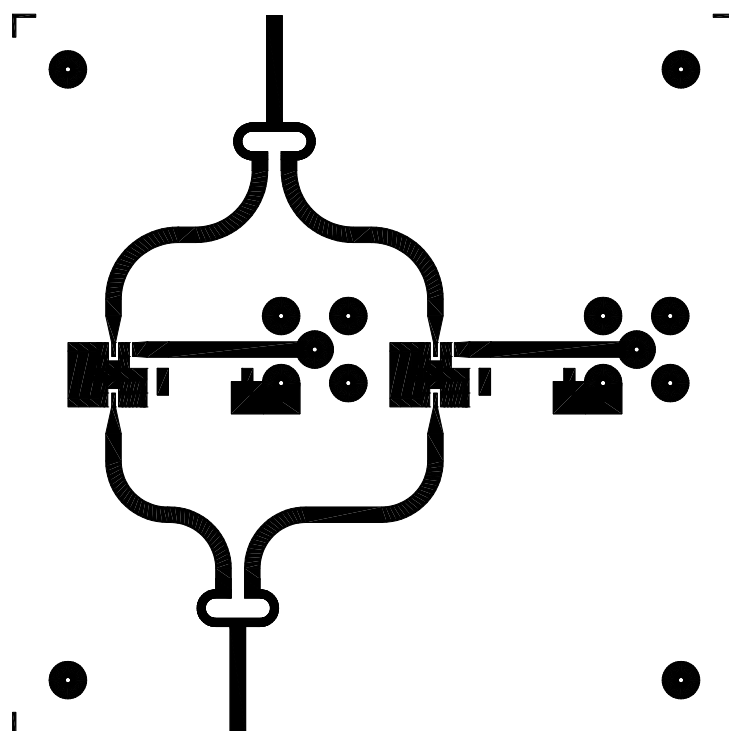


Figura 41 - Aspecto da PCB do andar de mistura

## 5.4 Secção de baixa frequência

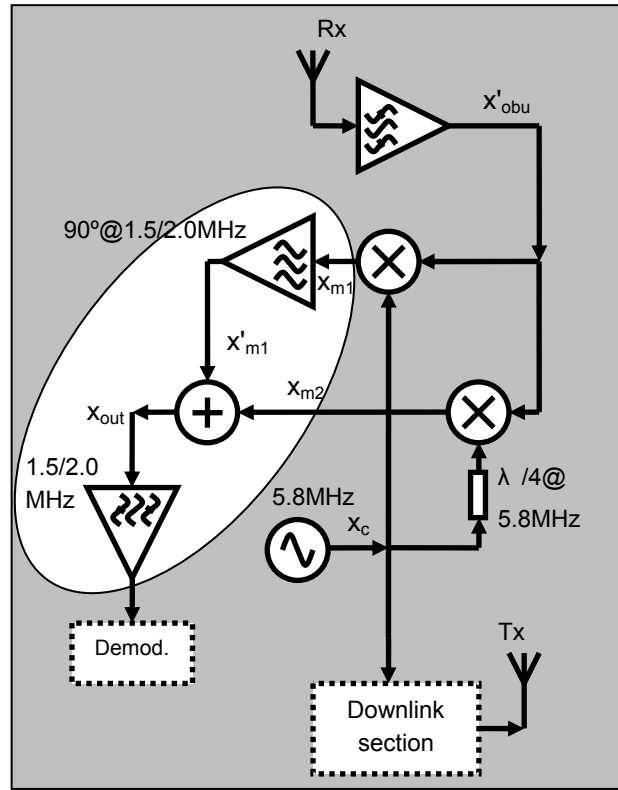


Figura 42 - Revisão da arquitectura do receptor

Nas secções anteriores analisamos o amplificador de microondas e o andar de conversão de frequência. Olhando para o diagrama de blocos da arquitectura adoptada (repetido na Figura 42) falta abordar a secção de baixa frequência (assinalada com uma mancha clara na mesma figura). Do andar anterior (conversão de frequência) chegam-nos os sinais  $x_{m1}$  e  $x_{m2}$ .

A concepção da secção de baixa frequência assenta essencialmente em blocos construídos em torno de amplificadores operacionais. Pode não ser a solução mais racional de um ponto de vista financeiro, mas permite a independência entre blocos sem que as alterações de um afectem o desempenho dos restantes, sendo fácil fazer testes e rectificações.

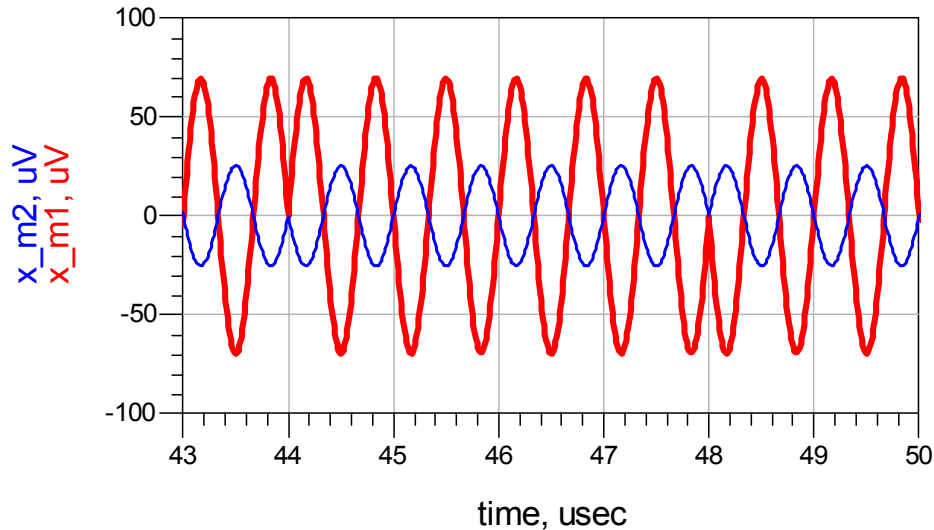
Como sabemos, os sinais  $x_{m1}$  e  $x_{m2}$  são o mesmo a menos de um factor que depende da distância. Repetindo aqui as expressões anteriormente deduzidas:

$$x_{m1} = \frac{P}{2} \cos\left(2 \frac{\omega_c}{c} d\right) \cos(\omega_{sc} t) \quad (6a)$$

$$x_{m2} = \frac{P}{2} \cos\left(2 \frac{\omega_c}{c} d - \frac{\pi}{2}\right) \cos(\omega_{sc} t) \quad (6b)$$

Podemos facilmente verificar que, para uma dada distância  $d$ , quando um dos sinais está com a máxima amplitude, o outro tem amplitude nula. Variando essa distância  $d$ , podemos atingir a situação inversa: o que tinha amplitude máxima é agora nulo, e neste caso é máximo o sinal anteriormente nulo. Num caso geral, temos dois sinais idênticos com amplitudes diferentes, quer

em fase ou em oposição de fase. Na Figura 43 podemos observar um caso típico em que os sinais têm diferentes amplitudes e oposição de fase.



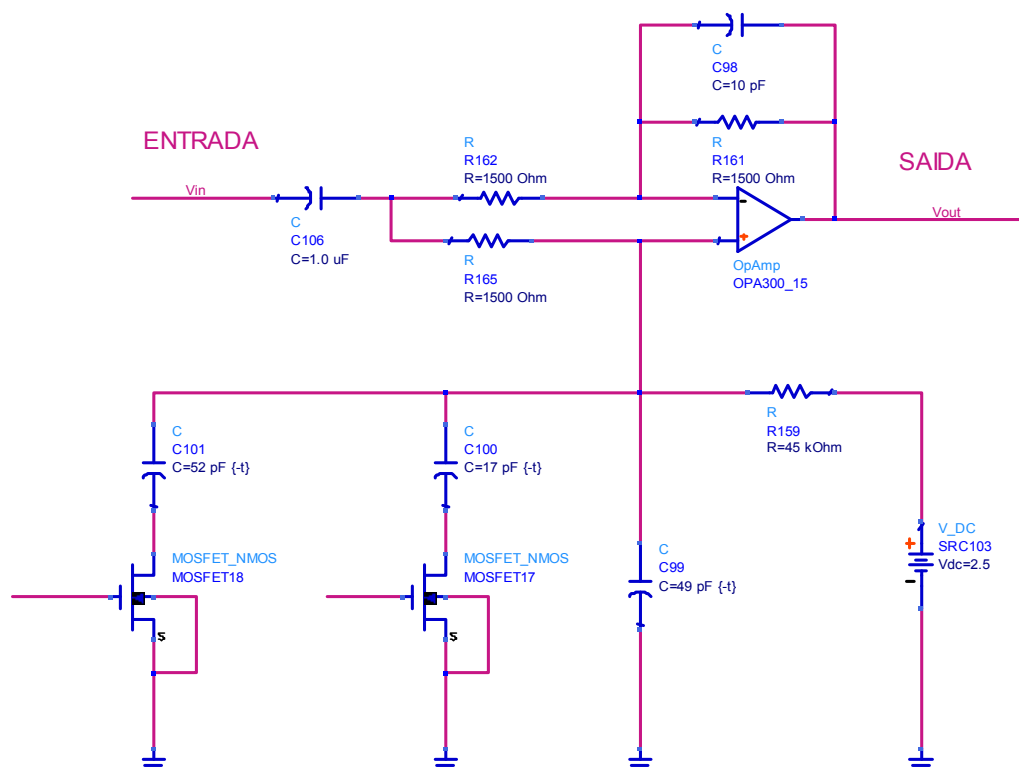
**Figura 43 - Exemplo de sinais de entrada  $x_{m1}$  (traço largo) e  $x_{m2}$  (traço fino)**

Reverendo a Figura 42,  $x_{m1}$  deve ser atrasado de  $90^\circ$  ao passar por um filtro passa-tudo, resultando à saída desse filtro  $x'_{m1}$ .

A construção do filtro passa-tudo (Figura 44) usou um amplificador operacional para o efeito [Sedra]. Fazemos notar alguns aspectos à configuração básica de um passa-tudo feito com esta configuração:

- Existência de um condensador extra entre a saída e entrada inversora, conferindo uma característica passa baixo, embora muito longe da banda de interesse do sinal. Esta medida serve para remover algum ruído introduzido pelo próprio filtro, nomeadamente o amplificador operacional;
- Existência de uma fonte de tensão com uma resistência em série. Esta fonte de tensão serve para a polarização DC do andar de entrada do amplificador. A resistência é suficientemente alta para não deturpar as características do filtro;
- Um condensador entre a entrada não inversora e a massa dita a frequência para a qual o filtro está afinado. No nosso esquema, além de um condensador, aparecem mais dois que permitem outras afinações de frequência, usando para tal os transístores MOSFET a funcionar como interruptores (ao corte ou na zona tríodo). As *gates* dos MOSFET estão a 0V (ao corte) ou a 5V (zona tríodo, dado o baixo valor da tensão dreno-fonte) conforme imposto por um microcontrolador externo (não representado). Estes condensadores e MOSFET extra permitem obter o

desfasamento de  $90^\circ$  a três frequências diferentes: 1.5MHz e 2.0MHz conforme requerido, e ainda 1.0MHz<sup>7</sup>;



**Figura 44 - Diagrama do filtro passa-tudo**

Na Figura 45 podemos observar que há efectivamente um atraso de 90 graus entre as tensões à entrada e à saída do filtro passa-tudo, atingindo assim o nosso objectivo.

Voltando a usar mais uma vez a Figura 42 como referência, necessitamos agora de adicionar os sinais  $x'_{m1}$  e  $x_{m2}$  para obter  $x_{out}$ , que será depois filtrado e amplificado.

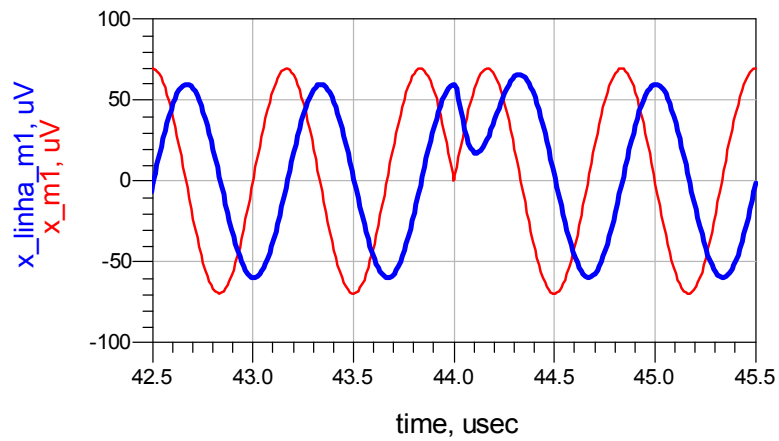
Na Figura 46 podemos ver o aspecto do sinal  $x_{out}$ , o qual passará por andares de filtragem para lhe retirar o ruído. Até agora não foram apresentadas simulações com ruído por uma questão de clareza, mas para mostrar o efeito do filtro mostramos uma simulação na Figura 48 de um sinal  $x_{out}$  ruidoso e o resultado após filtragem passa-banda.

Um dos andares de filtragem passa-banda pode ser encontrado na Figura 47. Mais uma vez, a estrutura é vulgar, com um circuito RLC paralelo na realimentação entra a saída e entrada inversora. Mais uma vez, e tal como acontece no filtro passa-tudo, os MOSFET actuam como interruptores comandados por um microcontrolador externo, permitindo a afinação do filtro para diferentes frequências. É possível afinar este filtro para sub-portadora de 1.0MHz e 62.5kHz de largura de banda, bem como para as frequências centrais de 1.5MHz e 2.0MHz com 500kHz de largura de banda.

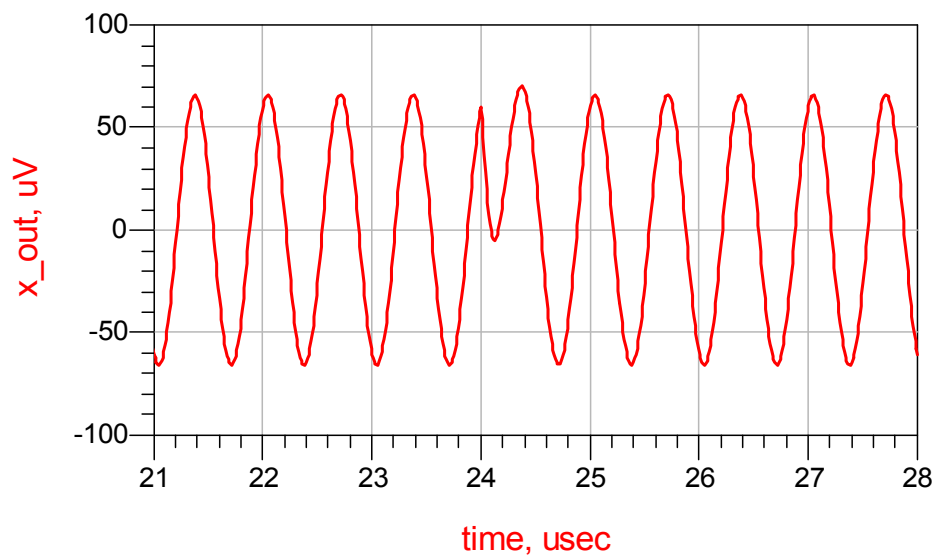
Na Figura 49 vemos uma comparação entre o sinal de banda base (usado para gerar o sinal de entrada) e aquilo que se encontra à saída do filtro. Este sinal vai posteriormente ser mais

<sup>7</sup> O actual sistema de DSRC usado pela Brisa usa uma sub-portadora de 1.0MHz e uma taxa de transmissão de 31.25kbps. Esta tecnologia, conhecida como LDR (Low-Data Rate), é contemplada ao longo do projecto por questões de compatibilidade.

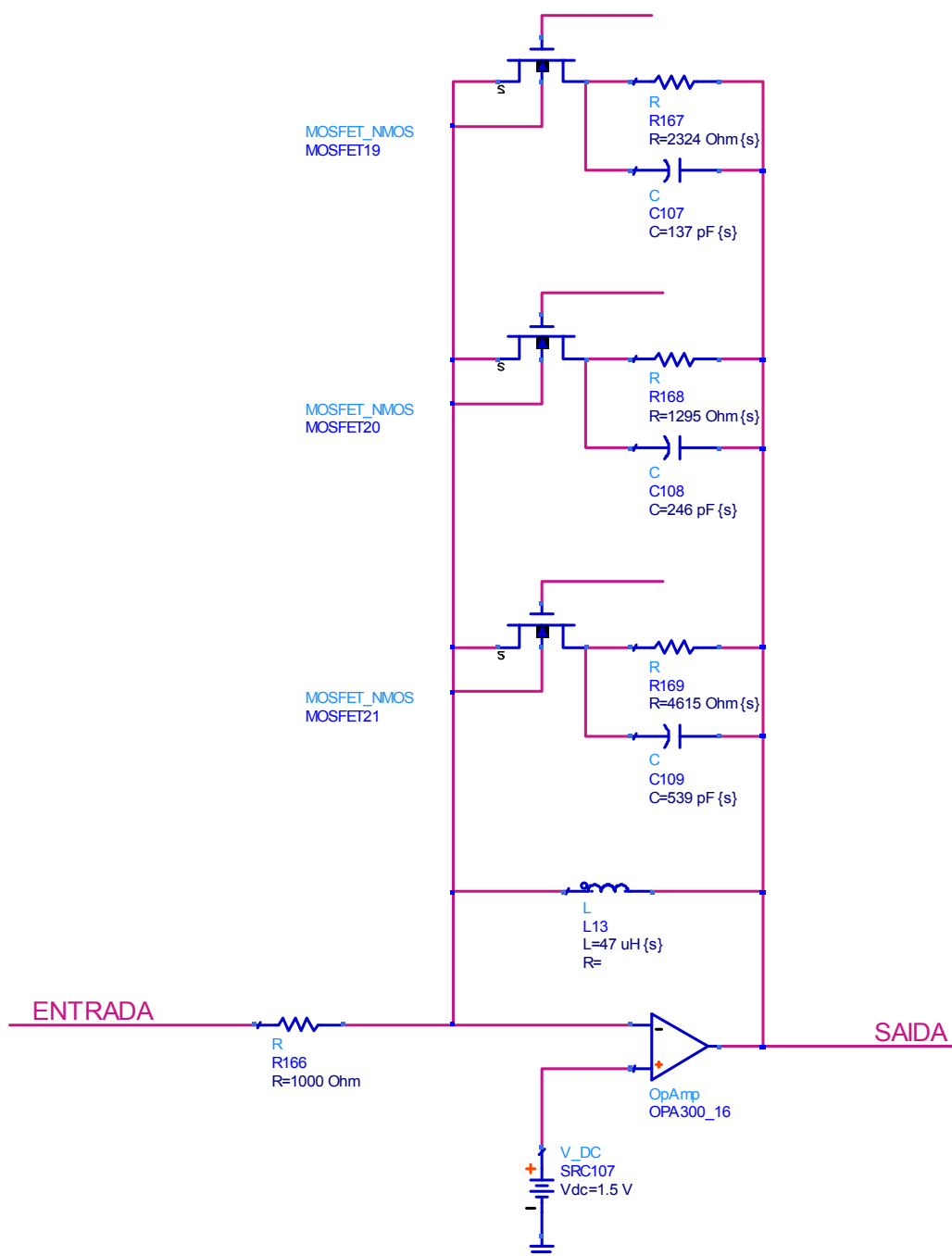
amplificado ainda até saturar. Como a modulação é feita em fase, não é preocupante cortar o sinal em amplitude.



**Figura 45 - Sinal à entrada (traço fino) e à saída (traço grosso) do filtro passa-tudo**



**Figura 46 – Sinal  $x_{out}$**



**Figura 47 - Andar de filtragem passa-banda**

Na Figura 50 vemos então o sinal amplificado e saturado, fazendo mais uma vez a comparação com o sinal de banda-base (em baixo). Pode-se verificar um efeito importante que nos servirá para construir o desmodulador. Podemos ver que o sinal amplificado e saturado aparenta ter uma frequência ligeiramente inferior (pulsos mais alargados) após uma inversão de fase. Ou seja, isto permite usar uma PLL ou um discriminador de frequências (métodos típicos para desmodular FM) para desmodular o sinal BPSK.

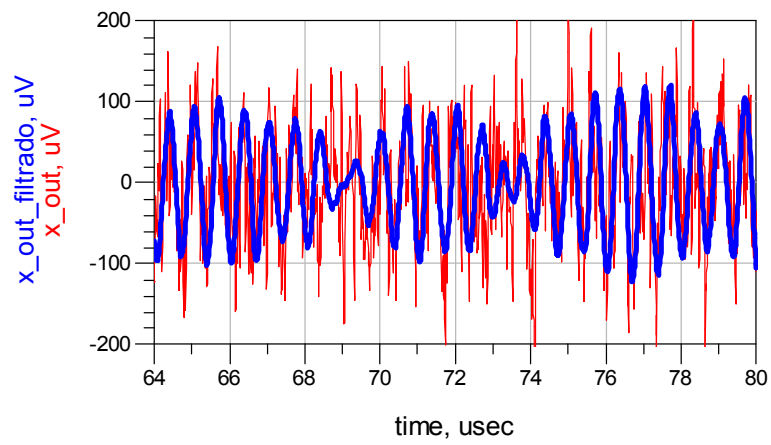


Figura 48 - Sinal  $x_{out}$  ruidoso (traço fino) e o mesmo após filtragem (traço largo)

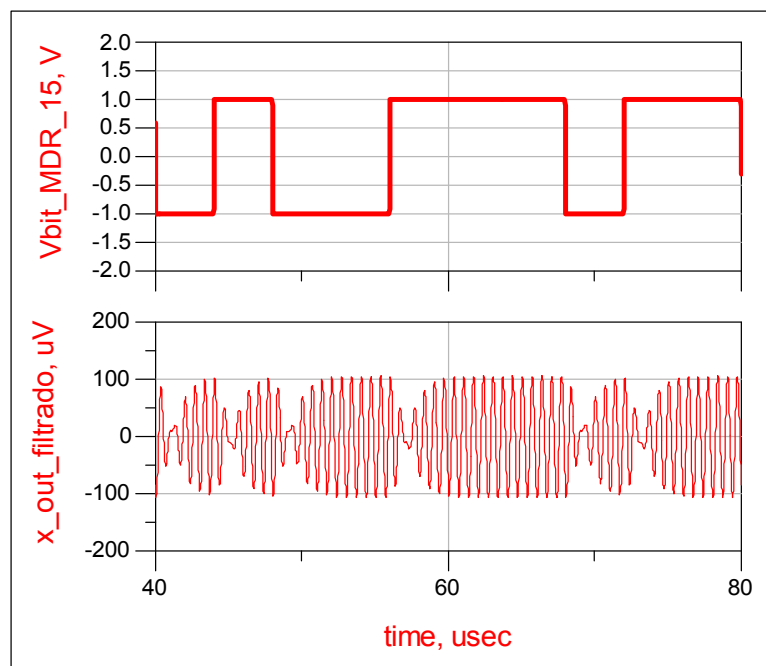


Figura 49 - Comparação do sinal de banda-base com o sinal  $x_{out}$  filtrado

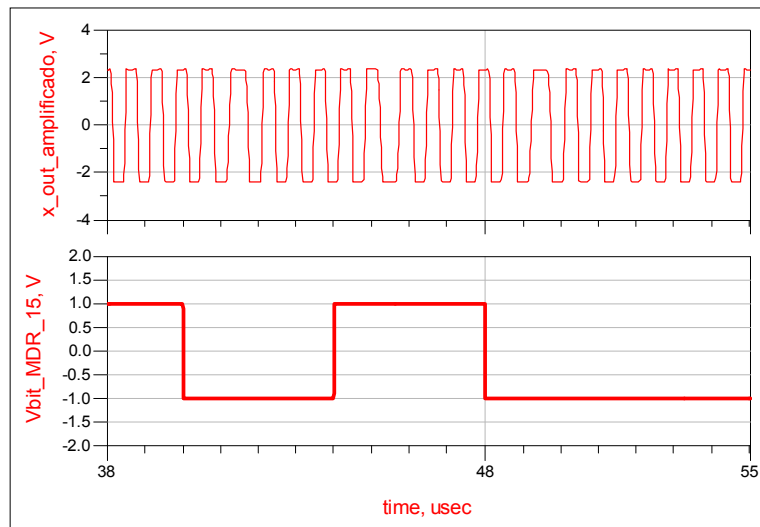


Figura 50 - Sinal  $x_{out}$  amplificado e sinal de banda-base

## 5.5 Desmodulador

O desmodulador projectado é um discriminador de frequência como encontrado em sistemas de desmodulação para FM [SA604]. Podemos ver o seu esquema de princípio na Figura 52. O comparador é uma porta lógica do tipo OU-exclusivo (XOR) tal como é vulgar, por exemplo, nas PLL [4046].

Foi visto na secção anterior que o sinal  $x_{out}$  é filtrado, amplificado e limitado em amplitude. Vimos também que, aquando de uma inversão de fase, a frequência parece diminuir um pouco, e este facto será explorado de seguida.

Na parte superior da Figura 52 temos, entre os dois *schmitt-trigger*, um filtro passa-baixo RLC. Mais uma vez, existem alguns MOSFET que nos permitem afinar o filtro para diferentes frequências (1.0MHz, 1.5MHz e 2.0MHz). Esta escolha é feita escolhendo os valores de R e C.

O filtro RLC é afinado de tal forma que a sua frequência de corte coincida com a frequência da portadora. Neste caso, a redução de amplitude ainda não é muita e o atraso de fase da saída relativamente à entrada é de  $90^\circ$ . Se a frequência do sinal de entrada variar, irá variar também esta relação de fase. De notar que, à frequência de corte, a derivada da fase em ordem à frequência tem valor absoluto máximo. O filtro é projectado com um factor de amortecimento de 0.707 que resulta na maior derivada possível (em valor absoluto) da fase em ordem à frequência sem que a resposta no tempo tenha *overshoot*.

Os sinais à entrada e à saída do filtro, após passagem por *schmitt triggers* (para ficarem com flancos ascendentes e descendentes bem abruptos) dão entrada no detector de fase, constituído pela porta lógica XOR (mais concretamente EXNOR) e filtro passa baixo para remover outras frequências que não façam parte do sinal de banda-base.

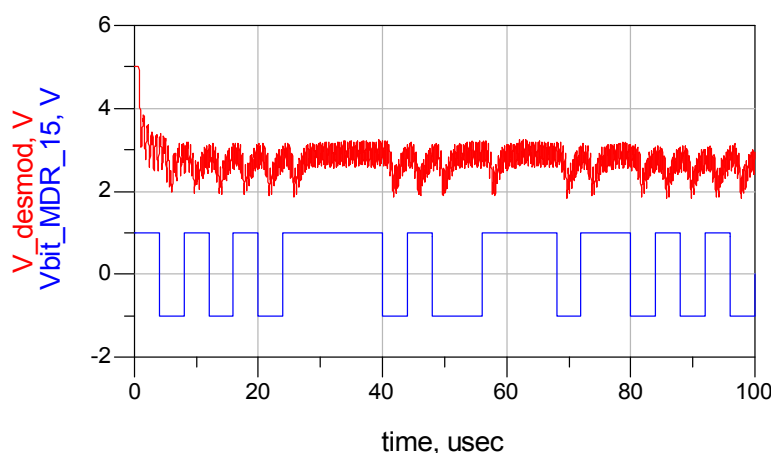
Ora, no caso de termos à entrada uma portadora sem modulação, o desfasamento provocado pelo filtro é de  $90^\circ$  e a saída do comparador de fase andarà a cerca de metade da



tensão de alimentação. Se a frequência variar ligeiramente, assim irá variar a saída do comparador de fase. E, como havíamos visto, com uma transição do sinal de banda base dá-se uma flutuação na frequência do sinal recuperado, provocando um "pico" à saída do detector de envelope por cada transição de base do sinal BPSK. Podemos observar isso mesmo na Figura 51.

O sinal, à saída do detector de fase, é já perceptível a olho nu mas ainda necessita de mais tratamento para que seja possível fornecê-lo fiavelmente ao microcontrolador. Para tal deverá passar por mais andares de amplificação e filtragem. Isso é visível na Figura 53. Aí podemos observar, no topo, o sinal amplificado e filtrado. Ao centro temos o resultado desse mesmo sinal após passar por um *schmitt-trigger* inversor. Este último sinal (V\_pulse na figura) é fornecido ao microcontrolador. Em baixo temos o sinal original em banda-base. É fácil constatar que, por cada inversão de fase, o sinal V\_pulse apresenta um impulso bem definido.

Relembramos que o sinal de banda base é codificado à transição e não ao nível, i.e., não é importante se o sinal está no estado lógico alto ou baixo. Sabemos que foi transmitido um "zero" se existir uma inversão de fase ou um "1" na ausência de inversão de fase.



**Figura 51 - Saída do comparador de fase**

A partir deste momento a desmodulação é feita por *software*. O microcontrolador, através de um temporizador interno, tomará nota dos intervalos de tempo entre transições e, com isso decodificar o sinal efectivamente transmitido. No entanto, se quisermos traçar um diagrama de olho do sinal desmodulado em banda-base, podemos sempre usar um flip-flop do tipo T (*toggle*) ao qual fornecemos o sinal V\_Pulse à sua entrada de relógio.

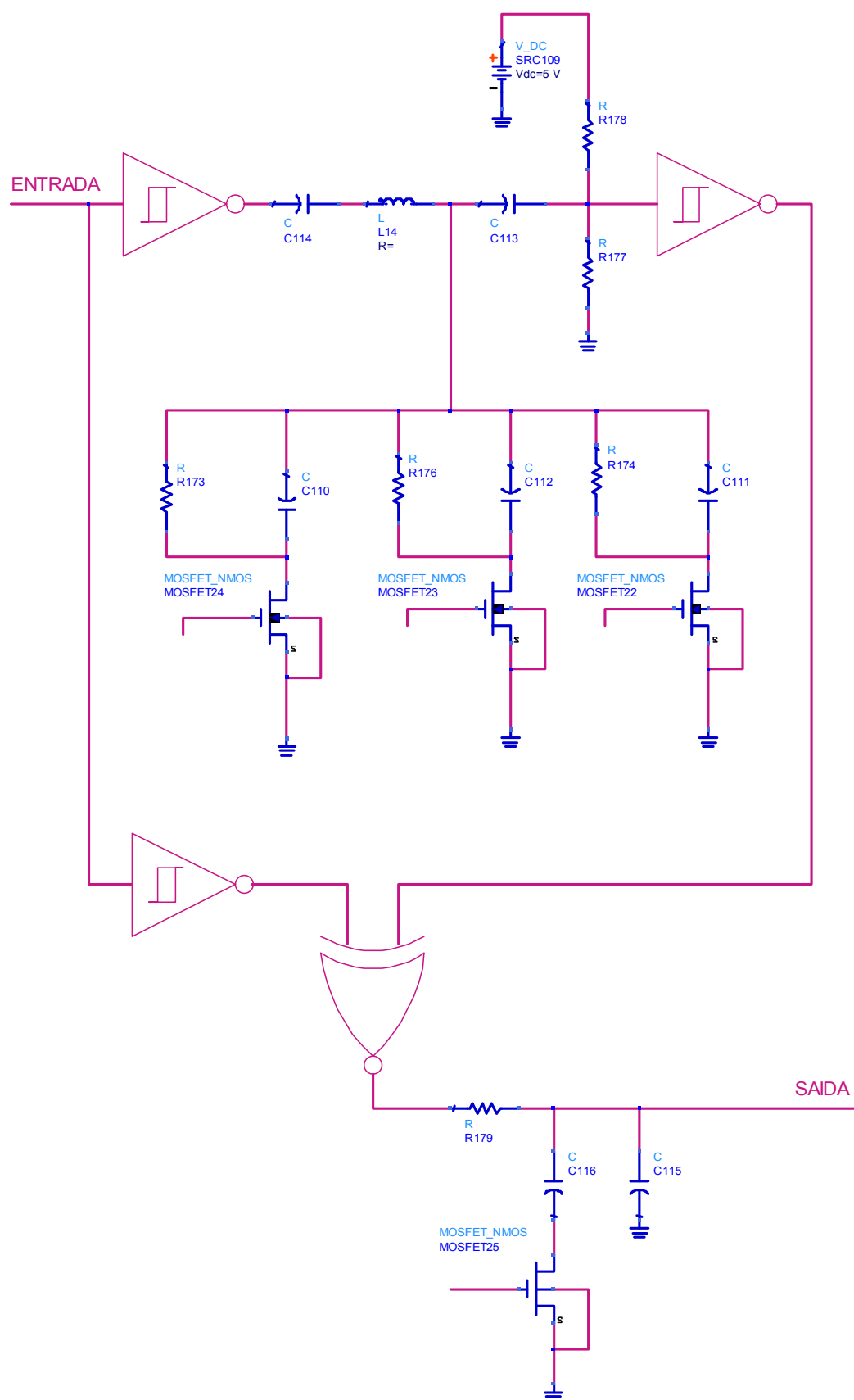
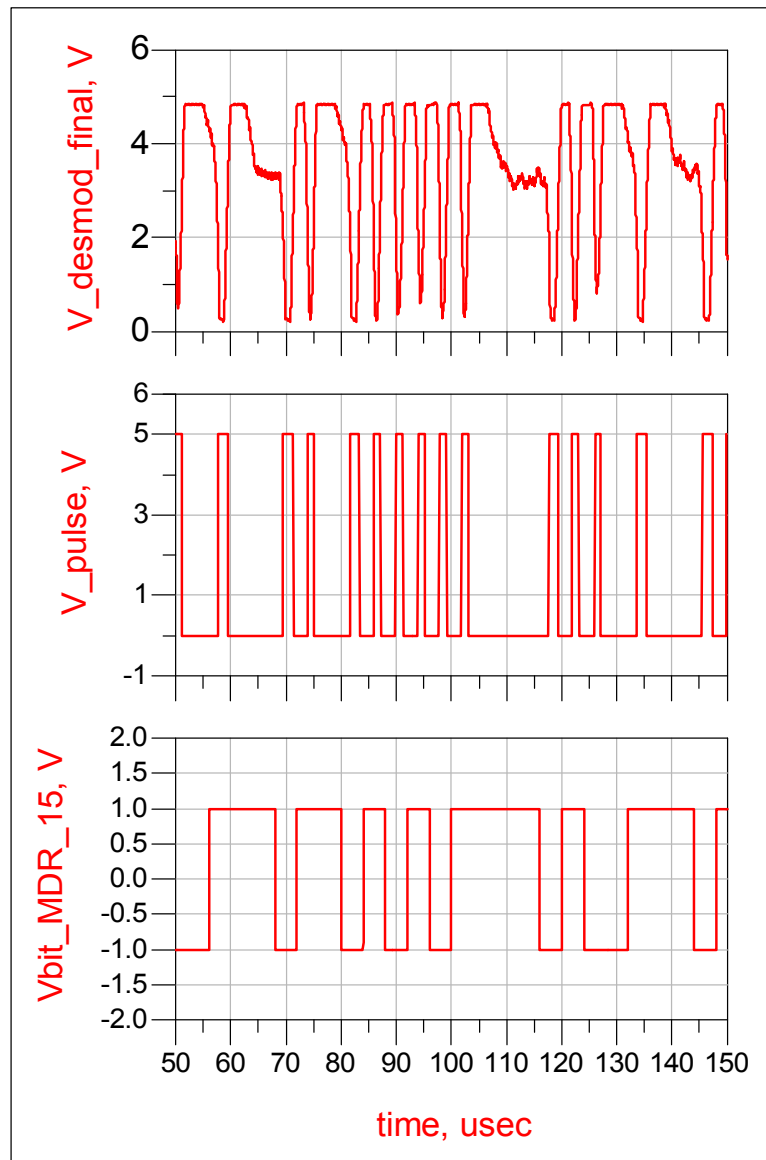


Figura 52 - Esquema do desmodulador



**Figura 53 - Tratamento do sinal desmodulado**

## **5.6 Análise (simulada) do efeito do ruído**

Na posse dos seguintes factos:

- Nível mínimo de sinal esperado após antena: -93 dBm (capítulo 5)
- Ganho acumulado do LNA e andar de mistura: +24dBm (capítulo 5.2);

O nível mínimo de sinal vem calculado em -69dB, ou 126 nW. Com uma impedância de saída de 50 ohm, o equivalente de Thèvenin da fonte de sinal tem um gerador cuja amplitude de pico é:

$$P = \frac{1}{8} \frac{V_p^2}{R} \Leftrightarrow V_p^2 = 7.1mV$$

Por outro lado, em termos de ruído, admitindo uma temperatura de 300°K e uma largura de banda de 500kHz (já que o sinal de 250kbps é transmitido com banda lateral dupla), à entrada do receptor temos um nível de ruído térmico de:

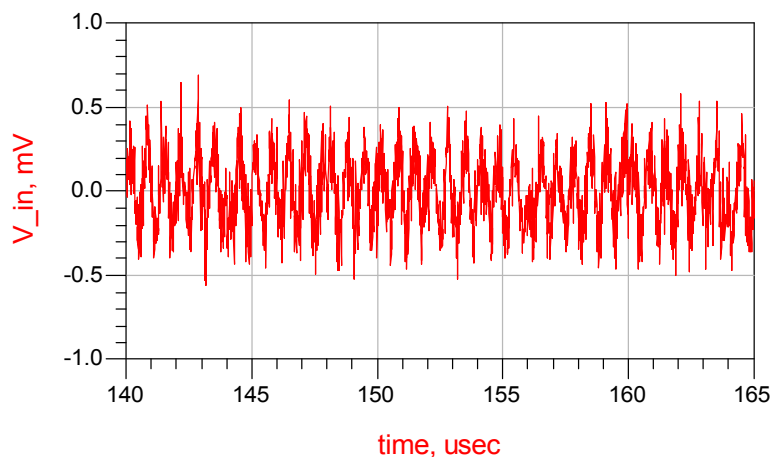
$$P_n = kTB = 2.0fW = -117dBm$$

A relação sinal/ruído é, portanto, de  $-93+117 = 24dB$ . Sendo o factor de ruído do amplificador de microondas e andar de mistura de 3dB aproximadamente (2.8dB), isso significa que a relação sinal-ruído à entrada do amplificador de baixa frequência é de  $24-3=21dB$ . A potência de ruído, na banda considerada, é de  $-69-21 = -90dBm$  (1.0pW). Ora, para uma largura de banda de 500kHz, isso é equivalente a uma fonte de tensão de ruído de

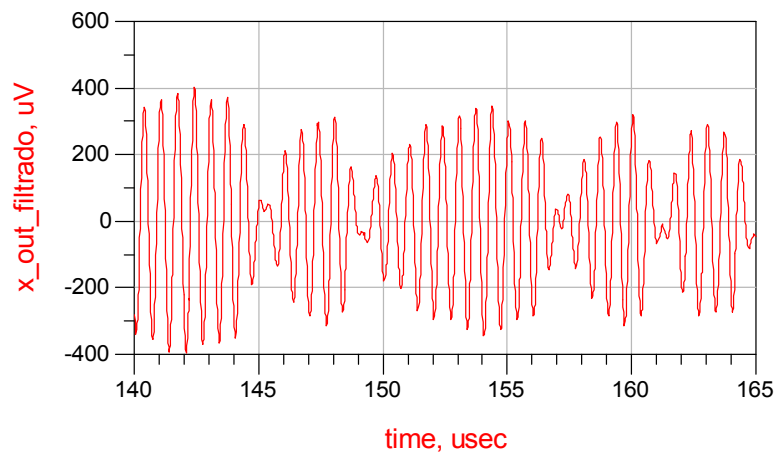
$$\begin{aligned} \langle |V_n^2| \rangle &= 4RkTB = 4RP_n = 2.0 \times 10^{-10} V^2 \Rightarrow \\ \langle |V_n^2| \rangle / B &= 4.0 \times 10^{-16} V^2 / Hz \Rightarrow \\ \langle |V_n| \rangle / \sqrt{B} &= 20nV / \sqrt{Hz} \end{aligned}$$

Colocando usando estes valores como entradas do nosso circuito simulado, obtemos os resultados exibidos nas figuras da páginas seguintes. As legendas são explicativas do seu conteúdo.

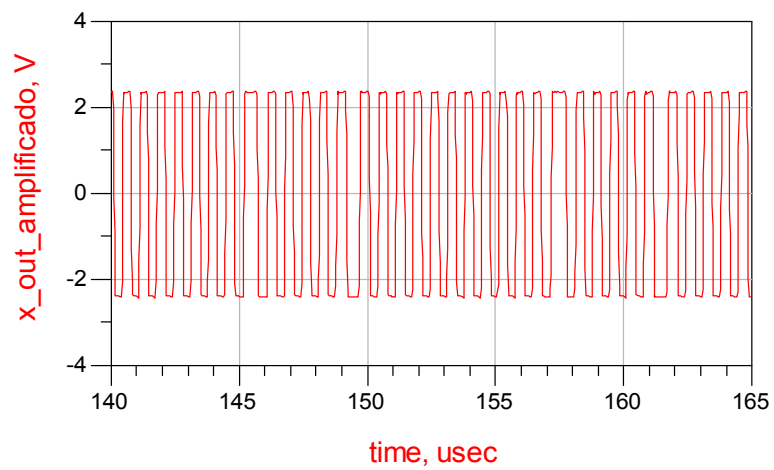
Com a relação sinal/ruído calculada, e usando o simulador, não nos é possível ter uma estimativa da taxa de erros: não é viável a simulação de um período de tempo tão longo. É de notar, no entanto que é bastante difícil com esta simulação encontrar um bit erradamente decodificado.



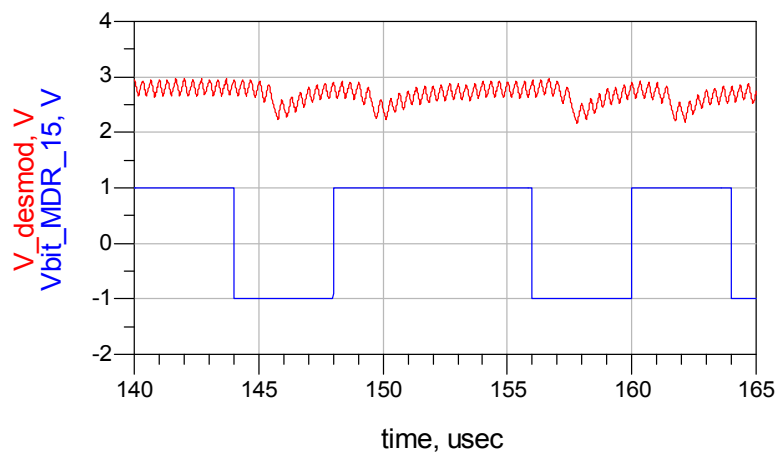
**Figura 54 - Sinal ruidoso à entrada do receptor**



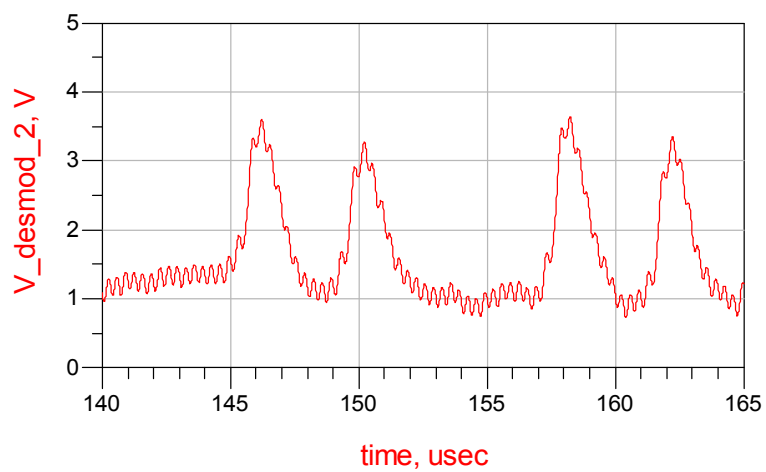
**Figura 55 - Sinal após filtragem**



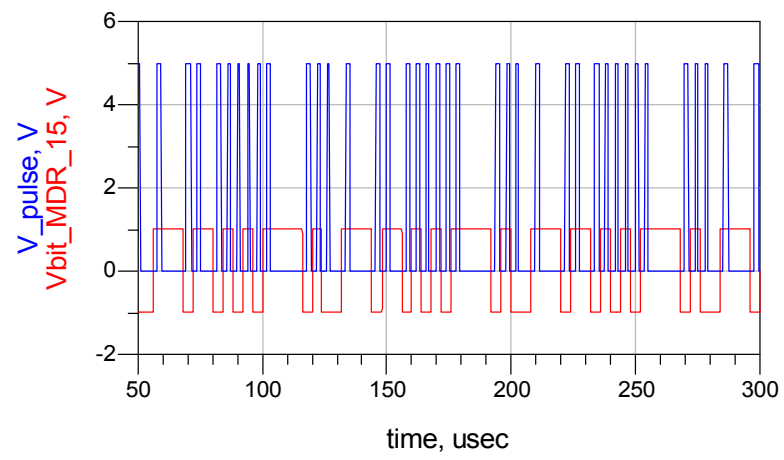
**Figura 56 - Sinal amplificado e saturado**



**Figura 57 - Sinal à saída do desmodulador (comparação com o sinal de banda-base)**



**Figura 58 - Sinal desmodulado após primeira amplificação e filtragem**



**Figura 59 - Pulsos após amplificação final**

## 6 Conclusões

No presente trabalho foi sucintamente descrito aquilo em que consiste a tecnologia DSRC/RTTT e quais os seus usos mais vulgares. Foi igualmente abordado o estado da tecnologia e, em particular, as normas que balizam os futuros desenvolvimentos da tecnologia no espaço europeu.

Procedeu-se a uma visão da norma referente à camada física de DSRC [EN12253]. Com efeito, esta monografia trata do projecto de um receptor físico para sinais de *uplink*. Dada a especificidade de como estes sinais são gerados, apresentamos uma arquitectura invulgar para o receptor. Esta arquitectura foi alvo de uma publicação em conferência internacional [Abreu].

Partindo dessa arquitectura, projectamos toda a cadeia de recepção tendo em conta o balanço de potências da ligação. Foi previsto um andar de amplificação a 5.8GHz por forma a compensar o ruído introduzido no andar de mistura. A electrónica de baixa frequência, tal como previsto na arquitectura apresentada, possui duas entradas distintas. A simulação tem em conta este facto e a relação entre amplitudes de sinal nas duas entradas, exemplificando que de facto o sinal nunca se anula para qualquer valor da distância entre OBE e RSE.

Foram também concebidos andares de amplificação de baixa frequência cuja sintonização da frequência central é escolhida entre dois valores (1.5MHz ou 2.0MHz) por acção da imposição de um nível de tensão alto (+5V) por um microcontrolador. Após esta amplificação, temos uma amplificação extra com limitação da amplitude, ao que se segue um andar desmodulador com discriminador de frequência.

As simulações mostram que o conjunto dos circuitos funcionam conforme o desejado. Para a relação sinal/ruído mínima prevista é difícil encontrar um erro de desmodulação. Contudo, não foi possível quantificar este “difícil”: dado as simulações requererem muito tempo e muitos recursos do computador, não é razoável fazer simulações com milhares ou milhões de bits.

Está em curso a construção e montagem do *hardware*, que não se encontra totalmente pronto à data de escrita deste documento.

Faz-se notar que, no âmbito do projecto Viave, foi construído um RSE completo compatível com o actual sistema de pagamento automático nacional. No que toca ao *hardware* do receptor, é em tudo idêntico ao que aqui foi descrito, excepto nos seguintes pontos:

- Filtros de baixa frequência fixos (sem afinação electrónica);
- Desmodulação por PLL;

Esse RSE comprovou-se funcional, conseguindo interacção com os actuais identificadores (OBE) da em circulação em Portugal. É, pois, de esperar que o trabalho aqui apresentado prove ser igualmente capaz e funcional.



## Anexo A – Acrónimos e abreviaturas

Lista alfabética de acrónimos e abreviaturas encontrados ao longo do texto:

ASK	Amplitude Shift Keying (modulação digital em amplitude)
BPSK	Binary Phase Shift Keying (modulação digital binária em fase)
CEN	Comité Européen de Normalisation (comité europeu de normalização)
DSRC	Dedicated Short Range Communications (comunicações dedicadas de curto alcance)
EFC	Electronic Fee Collection (cobrança electrónica de taxas)
ETSI	European Telecommunications Standards Institute (instituto europeu de standardização para as telecomunicações)
FM0	Código bifásico de transição em zero
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers (instituto dos engenheiros electrotécnicos e electrónicos).
ISM	Industrial, Scientific and Medical band (banda para uso industrial, científico e médico)
ISO	International Standards Organization (organização de normalização internacional)
ITS	Intelligent Transport Systems (sistemas de transporte inteligentes)
LLC	Logical Link Control (controlo lógico da ligação)
LNA	Low Noise Amplifier (amplificador de baixo ruído)
MAC	Medium Access Control (controle de acesso ao meio)
NRZI	Non-Return to Zero, Inverted (sem retorno a zero, invertido – tipo de codificação digital em banda base)
OBE	On-Board Equipment (equipamento a bordo, o mesmo que OBU)
OBU	On-Board unit (unidade a bordo, o mesmo que OBE)
PIRE	Potência isotrópica radiada equivalente.
PLL	Phase-Locked Loop (malha de captura de fase)

PPM	Partes por milhão.
PSK	Phase Shift Keying (modulação digital em fase)
RSE	Road Side Equipment (equipamento de estrada, o mesmo que RSU)
RSU	Road Side Unit (unidade de estrada, o mesmo que RSE)
RTTT	Road Traffic and Transport Telematics (telemática para tráfego e transporte rodoviários)
SSB	Single Side Band (Banda lateral única)

## Anexo B – Bibliografia

Lista alfabética de referências bibliográficas :

- [4046] 74HC/74HCT4046, Phase-locked-loop with VCO, Philips Semiconductors
- [Abreu] Ricardo Abreu, Nuno Almeida, João Nuno Matos, Nuno Borges de Carvalho and Jorge Sales Gomes, "A homodyne low cost uplink receiver for DSRC systems", approved for presentation at 65th Semi-Annual IEEE Vehicular Technology Conference, Dublin, Ireland, April 2007
- [Almeida] N. Almeida, R. Abreu, J. N. Matos, N. B. Carvalho, J. S. Gomes, "Low Cost Transceiver for DSRC Applications", Asia-Pacific Microwave Conference, December 2006 (approved for oral presentation)
- [Bateman] A. Bateman, D. Haines, "Direct Conversion Transceiver Design for compact Low-Cost Portable Mobile Radio Terminals", Vehicular Technology Conference, vol.1, pp 57-62, May 1989
- [EN12253] European Standard EN 12253, Comité Européen de Normalisation (CEN), Jul., 2004- Physical layer using microwave at 5.8 GHz
- [EN12795] EN 12795:2002 Dedicated Short-Range Communication (DSRC) - DSRC Data link layer: Medium Access and Logical Link Control (review)
- [EN13372] Standard europeu EN 13372, Comité Européen de Normalisation (CEN), Julho de 2004 - DSRC profiles for RTTT applications
- [Estabrook] P. Estabrook, B. Lusignan, "The design of a Mobile Radio Receiver using a Direct Conversion Architecture", Vehicular Technology Conference, vol.1, pp 63-72, May 1989
- [ETSI] Standard europeu ETSI EN 300674-1, V1.2.1, European Telecommunications Standard Institute, Agosto de 2004 -Electronic Fee Collection - Application interface
- [GSS] GSS – Global Specification for Short Range Communication, Combitech Traffic Systems AB, Kapsch Telecom GmbH, Thales e-transactions CGA SA, Dezembro de 2001
- [Hartley] "Modulation System", U. S. Patent no. 1.666.206, April 17, 1928
- [MicroDesign] MicroDesign AG, Transmisjonbudsjett, 5.8GHz aktiv, KARYBDIS, rev. 3, 29/09/93

- [Pun] K. P. Pun, "Improved Techniques for Image Rejection in Wideband Quadrature Radio Receivers, tese de doutoramento, Universidade Técnica de Lisboa - Instituto Superior Técnico, Portugal, Março 2001
- [Ribeiro] J. A. J. Ribeiro, "Propagação das Ondas Electromagnéticas", primeira edição, Editora Érica Ltda.
- [SA604] SA604A, High performance low power FM IF system, Philips Semiconductors
- [Schultes] G. Schultes, A. Scholtz, E. Bonek, P. Veith, "A New Incoherent Direct Conversion Receiver", Vehicular Technology Conference, pp 668-674, May 1990
- [Schwartz] M. Schwartz, "Information Transmission, Modulation and Noise", fourth edition, McGraw-Hill Publishing Company
- [Sedra] A. Sedra, K. C. Smith, "Microelectronic Circuits", fourth edition, Oxford University Press
- [Weaver] D. K. Weaver, "A third method of generation and detection of single-sideband signals", Proc. IRE, vol. 33, pp. 1703-1705, Dec 1956.
- [Wilkinson] E. J. Wilkinson, "An N-Way Hybrid Power Divider", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 8, issue 1, Jan 1960, pp. 116 - 118



**RICARDO MATOS  
ABREU**

**PROJECTO DE UM RECEPTOR DE MICROONDAS  
PARA USO EM SISTEMAS DSRC/RTTT (ANEXOS)**

## Anexo A – Acrónimos e abreviaturas

Lista alfabética de acrónimos e abreviaturas encontrados ao longo do texto:

ASK	Amplitude Shift Keying (modulação digital em amplitude)
BPSK	Binary Phase Shift Keying (modulação digital binária em fase)
CEN	Comité Européen de Normalisation (comité europeu de normalização)
DSRC	Dedicated Short Range Communications (comunicações dedicadas de curto alcance)
EFC	Electronic Fee Collection (cobrança electrónica de taxas)
ETSI	European Telecommunications Standards Institute (instituto europeu de standardização para as telecomunicações)
FM0	Código bifásico de transição em zero
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers (instituto dos engenheiros electrotécnicos e electrónicos).
ISM	Industrial, Scientific and Medical band (banda para uso industrial, científico e médico)
ISO	International Standards Organization (organização de normalização internacional)
ITS	Intelligent Transport Systems (sistemas de transporte inteligentes)
LLC	Logical Link Control (controlo lógico da ligação)
LNA	Low Noise Amplifier (amplificador de baixo ruído)
MAC	Medium Access Control (controle de acesso ao meio)
NRZI	Non-Return to Zero, Inverted (sem retorno a zero, invertido – tipo de codificação digital em banda base)
OBE	On-Board Equipment (equipamento a bordo, o mesmo que OBU)
OBU	On-Board unit (unidade a bordo, o mesmo que OBE)
PIRE	Potência isotrópica radiada equivalente.
PLL	Phase-Locked Loop (malha de captura de fase)

PPM	Partes por milhão.
PSK	Phase Shift Keying (modulação digital em fase)
RSE	Road Side Equipment (equipamento de estrada, o mesmo que RSU)
RSU	Road Side Unit (unidade de estrada, o mesmo que RSE)
RTTT	Road Traffic and Transport Telematics (telemática para tráfego e transporte rodoviários)
SSB	Single Side Band (Banda lateral única)

## Anexo B – Bibliografia

Lista alfabética de referências bibliográficas :

- [4046] 74HC/74HCT4046, Phase-locked-loop with VCO, Philips Semiconductors
- [Abreu] Ricardo Abreu, Nuno Almeida, João Nuno Matos, Nuno Borges de Carvalho and Jorge Sales Gomes, "A homodyne low cost uplink receiver for DSRC systems", approved for presentation at 65th Semi-Annual IEEE Vehicular Technology Conference, Dublin, Ireland, April 2007
- [Almeida] N. Almeida, R. Abreu, J. N. Matos, N. B. Carvalho, J. S. Gomes, "Low Cost Transceiver for DSRC Applications", Asia-Pacific Microwave Conference, December 2006 (approved for oral presentation)
- [Bateman] A. Bateman, D. Haines, "Direct Conversion Transceiver Design for compact Low-Cost Portable Mobile Radio Terminals", Vehicular Technology Conference, vol.1, pp 57-62, May 1989
- [EN12253] European Standard EN 12253, Comité Européen de Normalisation (CEN), Jul., 2004- Physical layer using microwave at 5.8 GHz
- [EN12795] EN 12795:2002 Dedicated Short-Range Communication (DSRC) - DSRC Data link layer: Medium Access and Logical Link Control (review)
- [EN13372] Standard europeu EN 13372, Comité Européen de Normalisation (CEN), Julho de 2004 - DSRC profiles for RTTT applications
- [Estabrook] P. Estabrook, B. Lusignan, "The design of a Mobile Radio Receiver using a Direct Conversion Architecture", Vehicular Technology Conference, vol.1, pp 63-72, May 1989
- [ETSI] Standard europeu ETSI EN 300674-1, V1.2.1, European Telecommunications Standard Institute, Agosto de 2004 -Electronic Fee Collection - Application interface
- [GSS] GSS – Global Specification for Short Range Communication, Combitech Traffic Systems AB, Kapsch Telecom GmbH, Thales e-transactions CGA SA, Dezembro de 2001
- [Hartley] "Modulation System", U. S. Patent no. 1.666.206, April 17, 1928
- [MicroDesign] MicroDesign AG, Transmisjonbudsjett, 5.8GHz aktiv, KARYBDIS, rev. 3, 29/09/93



- [Pun] K. P. Pun, "Improved Techniques for Image Rejection in Wideband Quadrature Radio Receivers, tese de doutoramento, Universidade Técnica de Lisboa - Instituto Superior Técnico, Portugal, Março 2001
- [Ribeiro] J. A. J. Ribeiro, "Propagação das Ondas Electromagnéticas", primeira edição, Editora Érica Ltda.
- [SA604] SA604A, High performance low power FM IF system, Philips Semiconductors
- [Schultes] G. Schultes, A. Scholtz, E. Bonek, P. Veith, "A New Incoherent Direct Conversion Receiver", Vehicular Technology Conference, pp 668-674, May 1990
- [Schwartz] M. Schwartz, "Information Transmission, Modulation and Noise", fourth edition, McGraw-Hill Publishing Company
- [Sedra] A. Sedra, K. C. Smith, "Microelectronic Circuits", fourth edition, Oxford University Press
- [Weaver] D. K. Weaver, "A third method of generation and detection of single-sideband signals", Proc. IRE, vol. 33, pp. 1703-1705, Dec 1956.
- [Wilkinson] E. J. Wilkinson, "An N-Way Hybrid Power Divider", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 8, issue 1, Jan 1960, pp. 116 - 118